S. MALATESTA

ELETTRONICA

RADIOTECNICA

VOL. I

EDITORE
C. CURSI
PISA

S. MALATESTA

ELETTRONICA E RADIOTECNICA

VOL. I - FONDAMENTI

EDITORE C. CURSI - PISA

SANTE MALATESTA
ORDINARIO NELL'ACCADEMIA NAVALE DI LIVORNO
DOCENTE NELL'UNIVERSITÀ DI PISA

ELEMENTI DI

ELETTRONICA
E
RADIOTECNICA

VOLUME PRIMO

FONDAMENTI



EDITORE COLOMBO CURSI · PISA

STAMPATO IN ITALIA - PRINTED IN ITALY

VIETATA LA RIPRODUZIONE
TOTALE E PARZIALE

Le copie non firmate dall' autore sono contraffatte



© COPYRIGHT FEBRUARY 1967 BY COLOMBO CURSI EDITORE - PISA

INDUSTRIA TIPOGRAFICA — COLOMBO CURSI FU GIUSEPPE — PISA

PREFAZIONE

L'INTRODUZIONE *nella tecnica elettronica e radio dei dispositivi a semiconduttori ha posto, già da qualche anno, il problema dell'aggiornamento dell'insegnamento dell'elettronica e della radiotecnica e dei relativi testi didattici, finora basati essenzialmente sull'uso dei tubi elettronici. La compilazione di questo testo risponde a tale esigenza: derivato dai miei volumi di Radiotecnica Generale e di Elettronica Generale ed Applicata, esso tenta di armonizzare la tecnica dei tubi con quella dei transistori, così che il lettore sia naturalmente portato ad acquisirle entrambe, contemporaneamente e senza preferenze.*

Rispetto ai volumi che l'hanno preceduto, il testo attuale ha subìto rinnovamenti profondi, ma lo spirito ed i metodi a cui si informa sono rimasti i medesimi ed io spero che i nuovi lettori notino ed apprezzino quel costante sforzo di chiarezza che mi ha fatto guadagnare in passato l'amicizia dei lettori degli altri miei libri. Si vedrà, a tal proposito, come io abbia sempre cercato di non ingombrare la trattazione dei diversi argomenti con sviluppi matematici preponderanti; questi sono stati invece raccolti in appositi paragrafi o in appendici, in modo da fornire la giustificazione rigorosa di quelle proprietà che erano già state introdotte intuitivamente. Ciò permette di ridurre il pericolo che il lettore, nel primo approccio ad un determinato argomento, rivolga la sua attenzione sopratutto agli sviluppi matematici, che spesso rappresentano per lui la maggiore difficoltà, perdendo di vista il significato fisico ed il lato pratico dei fenomeni. Con questo accorgimento anche questo testo, come quelli che l'hanno preceduto, pur essendo destinato a lettori di cultura

universitaria, risulta pienamente accessibile alla vasta schiera dei tecnici che non posseggono tale cultura.

La suddivisione del testo in tre volumi è stata suggerita da motivi pratici. Non tutti coloro che si dedicano all'elettronica sono interessati ad argomenti che riguardano le telecomunicazioni; analogamente, coloro che si dedicano alla radiotecnica non sempre sono interessati alle operazioni sui segnali a scatto, alle tecniche dei calcolatori, della strumentazione e dei controlli. In tali casi, abbinando il primo volume (Fondamenti) al secondo (Radiotecnica) od al terzo (Elettronica Applicata), il lettore potrà ottenere un testo adatto alle sue particolari esigenze.

Con l'uso abbondante di figure illustrative, di schemi e di diagrammi, con l'impiego frequente di dati di catalogo e con numerosi esempi, ho cercato di rendere la materia viva ed attuale. Spero, con ciò, di essere riuscito efficace anche per i lettori autodidatti e per coloro che non hanno la possibilità di vedere l'applicazione tecnica e sperimentale delle nozioni esposte.

Sarò grato a quei cortesi lettori che vorranno farmi rilievi ed osservazioni o darmi suggerimenti. Esprimo la mia riconoscenza all' Editore per l'intelligente ed amorevole cura che ha dedicato alla stampa ed alla presentazione del testo.

SANTE MALATESTA

Pisa, 11 Febbraio 1967

INTRODUZIONE AL VOLUME PRIMO

Questo primo volume pone le basi per lo studio dell'elettronica e della radiotecnica: il suo studio preliminare è indispensabile per affrontare la lettura del secondo e del terzo volume.

La prima parte (tre capitoli) riguarda essenzialmente lo studio in regime sinusoidale dei circuiti lineari. La seconda parte (sei capitoli) prende in esame la costituzione e le proprietà dei tubi elettronici e dei dispositivi a semiconduttori: poichè questi argomenti suscitano generalmente maggiore interesse che non quelli della prima parte, per rendere più gradito lo studio non sarebbe forse male iniziare contemporaneamente l'esame delle due parti, o almeno intercalarne la lettura.

La terza parte tratta l'amplificazione: è composta di quattro capitoli fondamentali, concernenti i principi generali dell'amplificazione, gli amplificatori di bassa frequenza per segnali deboli e forti ed infine l'importantissima operazione denominata reazione.

La quarta ed ultima parte riguarda due applicazioni particolari: gli alimentatori e raddrizzatori controllati nel Cap. XIV e l'oscillografo catodico nel Cap. XV. Indipendentemente dall'interesse dei soggetti trattati, i due capitoli hanno un'importante funzione didattica, in quanto offrono l'opportunità di vedere l'applicazione pratica di argomenti già studiati e di introdurne di nuovi che, pur essendo attinenti allo studio fatto nei capitoli precedenti, non hanno trovato in essi la loro sede logica di trattazione.

S. M.

INDICE

PARTE PRIMA

CIRCUITI PASSIVI

CAP. I — Azione dei circuiti e degli apparati elettronici sui segnali.

1 - Generalità sull'elettronica . . . . . *pag.* 3
2 - Costituzione degli apparati elettronici. Azione sui segnali . . . . . » 4
3 - Natura del segnale . . . . . » 8
4 - Uso dei segnali di prova per lo studio dei circuiti . . . . . » 11
5 - Fenomeni transitori di carica e scarica di una capacità attraverso ad una resistenza . . . . . » 14
6 - Esempio di modificazione della forma di un segnale a scatti prodotta dal semplice quadripolo CR . . . . . » 17
7 - Transitori nei circuiti con induttanza e resistenza . . . . . » 19
8 - Fenomeni transitori nei circuiti L, C, R. Oscillazioni libere . . . . . » 21
9 - Esame energetico dei fenomeni oscillatori . . . . . » 24
10 - Deduzione matematica dei risultati relativi ai fenomeni transitori . . . . » 26
11 - Alcune nozioni sulla serie di Fourier utili per l'elettronica . . . . . » 32

CAP. II — Circuiti lineari in regime sinusoidale. Bipoli passivi ed attivi.

1 - Studio dei circuiti con segnali sinusoidali. Circuiti lineari e non lineari. Principio di sovrapposizione . . . . . » 39
2 - Studio in regime sinusoidale dei circuiti lineari . . . . . » 41
3 - Bipoli passivi: comportamento in funzione della frequenza . . . . . » 46
4 - Schemi equivalenti di bipoli passivi . . . . . » 51
5 - Significato energetico degli schemi equivalenti del bipolo. Potenza nel bipolo » 55
6 - La resistenza di un conduttore. Effetto pellicolare . . . . . » 61
7 - Resistori . . . . . » 64
8 - Induttori . . . . . » 65
9 - Condensatori . . . . . » 69
10 - Bipoli attivi o generatori: schemi equivalenti . . . . . » 72
11 - Teoremi di Thevenin e di Norton . . . . . » 78

CAP. III — Accoppiamento dei circuiti. Quadripoli passivi.

1 - Generalità sui quadripoli. Filtro RC passa basso . . . . . *pag.* 81
2 - Generalità sull'accoppiamento di due circuiti . . . . . » 84
3 - L'accoppiamento per mutua induzione . . . . . » 86
4 - Accoppiamento per mutua induzione fra un generatore ed un utilizzatore . » 90
5 - Accoppiamento per mutua induzione fra un generatore ed un utilizzatore resistivo . . . . . » 95
6 - Accoppiamento fra un generatore ed un utilizzatore per mezzo di un trasformatore. Trasformazione delle resistenze . . . . . » 97
7 - Adattamento delle impedenze . . . . . » 99

PARTE SECONDA

I COMPONENTI ELETTRONICI

CAP. IV — L'emissione elettronica ed il diodo.

1 - Gli elettroni . . . . . » 105
2 - Emissione elettronica . . . . . » 107
3 - Emissione termoionica . . . . . » 107
4 - Il diodo . . . . . » 109
5 - Il diodo usato come raddrizzatore. Circuiti cimatori . . . . . » 111
6 - Carica di un condensatore attraverso ad un diodo. Alimentatore . . . » 114
7 - Alcune varianti del circuito di carica di un condensatore attraverso ad un diodo-Massa . . . . . » 118
8 - Dipendenza della corrente nel diodo dalla tensione anodica e dalla temperatura dell'emettitore. Curve caratteristiche . . . . . » 121
9 - Metodo grafico per lo studio dei circuiti comprendenti diodi . . . . » 123
10 - Generalizzazione del metodo della retta di carico . . . . . » 128
11 - Comportamento del diodo di fronte a piccole variazioni di tensione e di corrente. Conduttanza e resistenza differenziali . . . . . » 130
12 - Metodo del circuito differenziale . . . . . » 137
13 - Potenza dissipata nel diodo . . . . . » 140

CAP. V — Il triodo.

1 - La griglia e la sua azione di controllo. Triodo . . . . . » 143
2 - Caratteristiche del triodo . . . . . » 145
3 - Superficie caratteristica. Deduzione delle caratteristiche mutue e di controllo da quelle anodiche . . . . . » 151
4 - Triodo con griglia positiva . . . . . » 154
5 - Studio grafico dei circuiti comprendenti il triodo . . . . . » 156
6 - Funzionamento lineare del triodo. Introduzione al metodo di studio col circuito differenziale . . . . . » 161

7 - Coefficiente di amplificazione . . . . . *pag.* 163
8 - Conduttanza anodica e conduttanza mutua . . . . . » 164
9 - Il generatore differenziale equivalente del triodo . . . . . » 171
10 - Generalizzazione del metodo del circuito differenziale . . . . . » 176
11 - Le capacità parassite del triodo. Quadripolo differenziale equivalente del triodo . . . . . » 178
12 - Considerazioni matematiche sul triodo: Determinazione del coefficiente di amplificazione di un triodo con elettrodi cilindrici. Equazioni di Vallauri. Giustificazione del metodo di studio grafico . . . . » 180

CAP. VI — **Tetrodo, pentodo, tubo a fascio.**

1 - Azione dello schermo. Tetrodo. Emissione secondaria . . . . . » 187
2 - Il pentodo . . . . . » 189
3 - Tubo a fascio . . . . . » 193
4 - Parametri differenziali dei pentodi e dei tubi a fascio . . . . . » 195
5 - Trasformazione del pentodo in tetrodo e triodo: varie possibilità di collegamento degli elettrodi . . . . . » 201

CAP. VII — **Tubi a gas.**

1 - Generalità sull'introduzione di gas entro i tubi elettronici . . . . . » 205
2 - Diodi a gas . . . . . » 206
3 - Proprietà dei diodi a gas . . . . . » 208
4 - Triodi a gas (Thyratron) . . . . . » 210
5 - Esempio di applicazione del thyratron: oscillatore a denti di sega . . » 213
6 - Diodi a gas a catodo freddo . . . . . » 214
7 - Stabilizzazione della tensione di un alimentatore mediante diodi a gas a catodo freddo . . . . . » 217

CAP. VIII — **Conduzione nei semiconduttori. Diodi a cristallo.**

1 - Generalità sui semiconduttori . . . . . » 221
2 - Struttura del germanio . . . . . » 222
3 - Rottura dei legami covalenti. Conducibilità intrinseca . . . . . » 223
4 - Effetto di impurità pentavalenti e trivalenti. Semiconduttori di tipo *n* e di tipo *p* . . . . . » 226
5 - Meccanismo della conduzione nei semiconduttori di tipo *n* e di tipo *p* . » 229
6 - La giunzione *p-n* . . . . . » 231
7 - Diodo a giunzione . . . . . » 233
8 - Diodo e triodo a contatto puntiforme . . . . . » 235
9 - Raddrizzatori metallici . . . . . » 237

CAP. IX — **Il transistore.**

1 - Il processo di emissioni di cariche attraverso ad una giunzione . . . . » 241
2 - Costituzione generale di un transistore . . . . . » 242

3 - Primo esame quantitativo del funzionamento dei transistori . . . . pag. 247
4 - Relazione fra la corrente di collettore e la corrente di base . . . . » 247
5 - Caratteristiche dei transistori *p-n-p* . . . . . » 252
6 - Studio grafico dei circuiti comprendenti i transistori . . . . . » 256
7 - Linearità di funzionamento. Caratteristica di regolazione dinamica . . » 260
8 - Conduttanza e resistenza differenziale di base. Circuito differenziale d'ingresso del transistore . . . . . » 262
9 - Conduttanza e resistenza differenziale di collettore. Coefficiente di amplificazione di corrente. Generatore differenziale equivalente . . . » 265
10 - Quadripolo differenziale equivalente del transistore . . . . . » 269
11 - Precisazioni sulle caratteristiche, sui parametri differenziali e sul quadripolo equivalente del transistore . . . . . » 272

PARTE TERZA

L' AMPLIFICAZIONE

CAP. X — **Principi generali di funzionamento degli amplificatori.**

1 - Generalità sull'amplificazione . . . . . » 281
2 - Amplificatore a resistenza con tubo elettronico: studio grafico . . . » 283
3 - Amplificatore a resistenza con transistore: studio grafico . . . . . » 287
4 - Utilizzazione del segnale d'uscita dell'amplificatore a resistenza . . . » 289
5 - Amplificatore a trasformatore . . . . . » 295
6 - Verifica della linearità di funzionamento degli amplificatori . . . . » 299
7 - Studio dell'amplificatore col metodo del circuito differenziale: amplificatore a tubi . . . . . » 301
8 - Studio col metodo del circuito differenziale di amplificatori a tubo con collegamento a capacità . . . . . » 306
9 - Studio dell'amplificatore col metodo del circuito differenziale: amplificatore a transistori . . . . . » 309
10 - Amplificatori con carico non resistivo. Amplificazione complessa . . . » 314
11 - Effetto delle capacità parassite dei tubi . . . . . » 315
12 - Effetti di ritardo e retroazione nei transistori. Frequenza di taglio . . » 320
13 - Esame pratico degli elementi dei circuiti adoperati per l'amplificazione: amplificatori a tubi . . . . . » 326
14 - Sistemi di polarizzazione e stabilizzazione negli amplificatori a transistori . » 332

CAP. XI — **Amplificatori per basse frequenze (segnali deboli).**

1 - Generalità negli amplificatori a più stadi . . . . . » 339
2 - Amplificatore a tubi a resistenza e capacità . . . . . » 341
3 - Curva universale di risposta e criteri di progetto dell'amplificatore a resistenza e capacità a tubi . . . . . » 345

4 - Giustificazione delle proprietà degli amplificatori a resistenza e capacità a tubi . . . . . pag. 349
5 - Amplificatori a resistenza e capacità attuati con transistori . . . . » 352
6 - Elementi pratici sugli amplificatori a resistenza e capacità attuati con transistori . . . . . » 356
7 - Giustificazione delle proprietà degli amplificatori a resistenza e capacità a transistori . . . . . » 359
8 - Amplificatori a trasformatore attuati con tubi . . . . . » 364
9 - Amplificatori a trasformatore attuati con transistori . . . . . » 366
10 - Cenni sull'amplificazione video: compensazione in alta frequenza degli amplificatori a resistenza . . . . . » 369

CAP. XII — Amplificatori di b.f. per segnali forti.

1 - Generalità sull'amplificazione di segnali forti . . . . . » 373
2 - Distorsione non lineare . . . . . » 373
3 - Determinazione analitica e grafica della distorsione non lineare introdotta da un amplificatore . . . . . » 380
4 - Generalità sugli amplificatori di potenza . . . . . » 384
5 - Potenza utile, potenza perduta e rendimento degli amplificatori di potenza in b.f. . . . . » 388
6 - Studio di un amplificatore per basse frequenze, attuato con tubo a fascio . » 394
7 - Amplificatori di potenza in controfase (push-pull) per basse frequenze . » 398
8 - Amplificatori push-pull di classi AB e B. Classi di funzionamento degli amplificatori . . . . . » 403

CAP. XIII — La reazione negli amplificatori.

1 - Generalità sulla reazione . . . . . » 407
2 - Deficienze degli amplificatori e loro correzione mediante la reazione negativa . . . . . » 412
3 - Esaltazione degli errori prodotti dalla reazione positiva. Oscillazioni spontanee degli amplificatori. Multivibratori . . . . . » 418
4 - Effetto degli sfasamenti negli amplificatori in reazione: studio con segnali sinusoidali . . . . . » 422
5 - Comportamento al variare della frequenza dell'amplificatore in reazione. Criterio di Nyquist . . . . . » 425
6 - Stabilità dell'amplificatore in reazione di fronte a variazioni dell'amplificazione intrinseca . . . . . » 431
7 - Riduzione dell'impedenza interna di un amplificatore prodotta dalla reazione negativa . . . . . » 434
8 - Cenno sulla reazione a comando di corrente . . . . . » 437
9 - Degenerazione catodica o di emettitore . . . . . » 438
10 - Amplificatori a doppia uscita . . . . . » 440
11 - Trasferitore catodico . . . . . » 442
12 - Studio del trasferitore catodico col metodo del circuito differenziale . . » 445
13 - Trasferitore catodico collegato ad un utilizzatore . . . . . » 447

PARTE QUARTA

TECNICHE PARTICOLARI

CAP. XIV — Alimentatori e raddrizzatori controllati.

1 - Generalità sulle applicazioni dell'elettronica . . . . . *pag.* 455
2 - Raddrizzamento ad una e due semionde . . . . . » 455
3 - Alimentatore con filtro di livello ad ingresso capacitivo . . . . . » 458
4 - Alimentatori con filtro di livello ad ingresso induttivo . . . . . » 463
5 - Stabilizzazione della tensione degli alimentatori mediante diodi a gas a catodo freddo e diodi Zener . . . . . » 466
6 - Stabilizzazione ottenuta mediante trasferitore catodico o di emettitore . » 469
7 - Sistemi di stabilizzazione elettronica . . . . . » 472
8 - Raddrizzatori controllati. Uso dei thyratron . . . . . » 474
9 - Sistema di controllo dei thyratron a spostamento di fase . . . . . » 479

CAP. XV — L'oscillografo catodico.

1 - Costituzione di un oscillografo catodico. Il tubo a raggi catodici ed il cannone elettronico . . . . . » 485
2 - Deflessione del pennello elettronico . . . . . » 489
3 - Formazione degli oscillogrammi . . . . . » 491
4 - Rilievo dell'andamento di una tensione in funzione del tempo . . . » 494
5 - L'oscillatore a denti di sega e la sua sincronizzazione . . . . . » 497
6 - Schema di principio di un semplice oscillografo . . . . . » 499
7 - Schema elettrico di un semplice oscillografo . . . . . » 501

INDICE ALFABETICO . . . . . » 505

PARTE PRIMA

CIRCUITI PASSIVI

PARTE PRIMA

CIRCUITI PASSIVI

CAPITOLO I

AZIONE DEI CIRCUITI E DEGLI APPARATI ELETTRONICI SUI SEGNALI

1. — Generalità sull'elettronica.

L'*elettronica,* quest'arte così viva e promettente di sviluppi che da molti è presa a simbolo dell'era in cui viviamo, è nata agli inizi del secolo con l'invenzione del diodo (Fleming, 1904) e del triodo (De Forest, 1906). L'applicazione di questi *tubi elettronici* ai rudimentali sistemi di *telegrafia senza fili* allora esistenti ha costituito una delle tappe fondamentali dallo sviluppo scientifico e tecnico dell'umanità: per la prima volta, infatti, veniva introdotto nei circuiti elettrici un organo, il *tubo elettronico,* in cui la corrente, essendo costituita da un ordinato movimenti di elettroni nel vuoto, poteva essere regolata *a spese di potenze irrisorie ed in tempi estremamente piccoli.* Tale introduzione apriva, per così dire, nuove dimensioni all'applicazione dei fenomeni elettrici, trasformando la scala dei tempi e delle potenze in cui essi venivano sfruttati fino a quel momento: si pensi che attualmente, ad esempio in un radar, si riescono a sfruttare tensioni e correnti alternate con periodi inferiori a 10^{-10} secondi e con potenze dell'ordine di 10^{-13} watt (1).

L'elettronica ha per oggetto sia gli organi, come il diodo o il triodo

---

(1) - Le unità di misura dei tempi e delle potenze sono, come è noto, il *secondo* (sec) ed il *watt* (W). Del *secondo* sono molto usati i sottomultipli *millisecondo* (msec) $= 10^{-3}$ sec, *microsecondo* (μsec) $= 10^{-6}$ sec, *nanosecondo* (nsec) $= 10^{-9}$ sec. Del *watt* è usato il multiplo *chilowatt* (kW) $= 10^{3}$ W, oltre ai sottomultipli *milliwatt* (mW) $= 10^{-3}$ W e *microwatt* (μW) $= 10^{-6}$ W.

sopradetti, nei quali si ha la possibilità di controllare ai fini utili il movimento degli elettroni (e sono essenzialmente i tubi elettronici ed i transistori), sia i circuiti nei quali detti organi sono introdotti. I suoi campi di applicazione sono praticamente inesauribili. Solo a titolo di esempio, possiamo citare: *a*) le telecomunicazioni, comprendenti la radiodiffusione, la televisione e l'elettracustica; *b*) gli aiuti alla navigazione aerea e marittima; *c*) la strumentazione e le misure; *d*) i servomeccanismi ed i controlli di macchine ed impianti; *e*) le macchine calcolatrici, le centrali di tiro, i sistemi di guida dei missili, e così via.

Qualunque sia la tecnica considerata, l'applicazione dell'elettronica si estrinseca attraverso gli *apparati elettronici* (radiogrammofono, televisore, oscillografo catodico, ecc.); appare pertanto conveniente, per iniziare lo studio dell'elettronica, prendere le mosse dall'esame generale dei compiti di tali apparati, fissando anche le idee sulla loro costituzione interna.

2. — Costituzione degli apparati elettronici. Azione sui segnali.

A chi osservi la costituzione interna di un *apparato elettronico* (radiogrammofono, televisore, ecc.) appare una grande quantità di *componenti circuitali* — come, ad esempio, *resistori, condensatori, induttori, trasformatori, tubi elettronici, transistori* — fra loro collegati da una rete assai intricata di conduttori. Nell'apparente confusione esiste, tuttavia, un ordine rigoroso, corrispondente ad un piano ben preciso (*schema elettrico*), in cui i componenti circuitali corrispondono, in certo modo, alle cellule di un organismo vivente. I singoli componenti sono riuniti in diversi raggruppamenti circuitali aventi una propria individualità (*amplificatori, oscillatori, filtri,* ecc.); i vari raggruppamenti, opportunamente collegati fra loro, partecipano con particolari funzioni e compiti (come organi di un organismo vivente) al funzionamento dell'apparato.

Tali funzioni e tali compiti consistono in operazioni sui *segnali,* cioè su tensioni e correnti variabili nel tempo che traducono elettricamente (con leggi particolari) suoni immagini, numeri, grandezze meccaniche e così via. Per renderci conto della natura di tali *operazioni* consideriamo il semplice esempio di un apparato grammofonico. In esso l'*apparato elettronico* vero e proprio è interposto fra il *rivelatore grammofonico*

(pick-up) e l'*altoparlante*: il rivelatore, in conseguenza della vibrazione della puntina che scorre nel solco del disco, produce una f. e. m. (*segnale*) che varia nel tempo con la legge del suono originariamente registrato sul disco; l'altoparlante, destinato a riprodurre il suono originario, ha bisogno per il suo funzionamento di una tensione e di una corrente (cioè di una potenza) variabili con la legge sopradetta. L'apparato elettronico fornisce all'altoparlante tale tensione e tale corrente (*segnale d'uscita* dell'apparato), prelevando la necessaria potenza da batterie o dalla rete dell'energia ed imprimendo in essa la legge contenuta nella tensione fornitagli dal rivelatore (*segnale d'ingresso* dell'apparato). Per fare ciò l'apparato compie un'*amplificazione* del segnale d'ingresso, apporta al segnale amplificato alcune correzioni (2) e lo applica, in definitiva, all'altoparlante con la necessaria potenza.

La costituzione di altri apparati elettronici, pur essendo naturalmente diversa, obbedisce sostanzialmente al medesimo schema logico. L'apparato, nella maggioranza dei casi, è interposto fra due organi esterni che si dicono *trasduttore di entrata* (ad esempio: microfono, antenna ricevente, cellula fotoelettrica, ecc.) e *trasduttore di uscita* (ad esempio: altoparlante, antenna trasmittente, tubo a raggi catodici, ecc.) che hanno il compito di far corrispondere un segnale elettrico ad un segnale di altra natura e viceversa; essi costituiscono per l'apparato elettronico il *generatore* del segnale di ingresso e l'*utilizzatore* del segnale d'uscita. Così in un radioricevitore il trasduttore d'entrata è l'*antenna ricevente* che fa corrispondere, all'onda elettromagnetica che l'investe, un segnale elettrico all'ingresso dell'apparato; il trasduttore d'uscita è l'*altoparlante* che fa corrispondere un suono al segnale elettrico che si ha all'uscita dell'apparato. In altri casi l'apparato elettronico è interposto fra due altri apparati elettronici, dal primo dei quali riceve il segnale d'ingresso, mentre al secondo comunica il segnale d'uscita: i due apparati esterni costituiscono dunque, rispettivamente, il *generatore* del segnale d'ingresso e l'*utilizzatore* del segnale d'uscita.

In ogni caso, pertanto, vale per l'apparato elettronico lo schema

(2) - Depurazione del segnale da certe oscillazioni parassite nate dallo strofinio della puntina sul disco; modificazioni del segnale atte ad esaltare o deprimere i toni alti o bassi del suono riprodotto, per renderlo più gradito all'ascolto o per compensare difetti dell'altoparlante, del mobile contenitore o dell'ambiente.

logico della figura 1, per il quale può ripetersi quanto già detto: il generatore *s* fornisce all'apparato il segnale d'ingresso e_i che ha in sè, sotto forma elettrica, un'*informazione* riguardante un qualche fenomeno fisico (suono, luce, ecc.); l'utilizzatore *u* ha bisogno per il suo funzionamento di una tensione e_u ed una corrente i_u (cioè di una potenza che, *istante per istante,* è il prodotto $e_u i_u$) che siano variabili con legge opportuna. L'apparato elettronico fornisce all'utilizzatore tale potenza, prendendola amorfa da una sorgente esterna e regolandola in base alle informazioni contenute nel segnale d'ingresso ([3]).

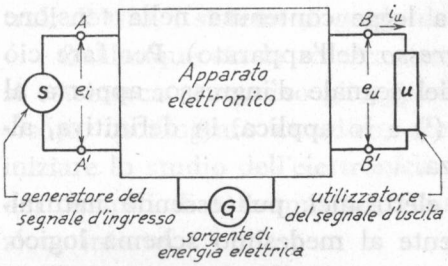


Fig. 1 — Schema logico di un apparato elettronico.

Nella costituzione dell'apparato elettronico i raggruppamenti circuitali, di cui si è detto all'inizio del paragrafo, riproducono spesso la struttura logica dell'apparato nel suo complesso (fig. 1); essi sono, cioè, degli apparecchi a quattro morsetti (*quadripoli*) in cui il segnale entra attraverso i due *morsetti d'ingresso,* subisce opportune modificazioni ed esce attraverso i due *morsetti d'uscita.* Un collegamento molto comune dei vari quadripoli è quello *in cascata,* in cui i morsetti d'uscita di un quadripolo sono uniti ai morsetti d'ingresso del successivo e così via, come è indicato, in un esempio particolare, nella figura 2. In alcuni quadripoli, che si dicono *passivi,* la potenza del segnale uscente è minore o, al limite, uguale a quella del segnale entrante. In altri, che si dicono quadripoli *attivi,* la potenza uscente è maggiore di quella entrante; la potenza aggiuntiva proviene dalla sorgente elettrica che *alimenta* l'apparato (figg. 1-2) ed è ottenuta con un processo di regolazione di corrente analogo a quello accennato per l'intero apparato. Alla base dei quadripoli attivi, che rappresentano i caposaldi della tecnica elettronica, vi sono

([3]) - In qualche apparato elettronico vi possono essere vari segnali d'ingresso, prodotti da altrettanti generatori, e vari utilizzatori. Così, in un impianto di diffusione sonora vi può essere contemporaneamente un segnale proveniente da un microfono ed uno da un rivelatore grammofonico; in un televisore si ha un trasduttore d'uscita acustico (altoparlante) ed uno ottico (tubo a raggi catodici).

sempre dei *regolatori elettronici di corrente,* ossia, essenzialmente, *tubi elettronici* e *transistori.*

Nella costituzione interna degli apparati, oltre ai dispositivi con due coppie di morsetti (quadripoli) si possono anche avere apparecchi con numero maggiore di coppie di morsetti (per esempio, tre). Molto comuni sono anche i dispositivi con una sola coppia di morsetti, o *bipoli,* che si distinguono, al pari dei quadripoli, in *passivi* ed *attivi*: sono passivi i bipoli che, staccati dal resto del circuito, non presentano alcuna tensione ai morsetti, mentre sono attivi quei bipoli che, in pari

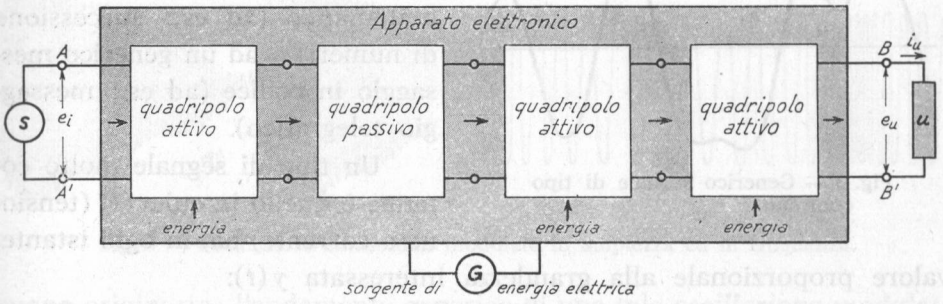


Fig. 2 — Apparato elettronico formato da quadripoli in cascata, attivi e passivi.

condizioni, presentano una tensione ai morsetti e pertanto possono considerarsi, o sono effettivamente, dei veri e propri generatori. Semplici esempi di *bipoli passivi* sono i resistori, i condensatori, gli induttori, l'altoparlante, e così via; il loro simbolo generico è quello già introdotto nelle figure 1 e 2 per indicare l'utilizzatore. Esempi di *bipoli attivi* sono i microfoni, i rivelatori grammofonici e, più in generale, qualunque sorgente di segnali: ne approfondiremo la conoscenza nel capitolo II, nn. 10-11.

Il sommario esame ora svolto dei compiti e della struttura interna di un apparato elettronico ha avuto lo scopo di introdurre sia alcuni concetti fondamentali, sia, sopratutto, un po' di nomenclatura pratica, che ci sarà utile per lo studio successivo. Con scopi analoghi, nel paragrafo seguente approfondiremo la conoscenza di quello che è l'oggetto delle operazioni degli apparati elettronici e dei circuiti che lo compongono, e cioè del *segnale.*

3. — Natura del segnale.

I *segnali* su cui operano i circuiti elettronici sono tensioni o correnti funzioni del tempo:

$$(1) \qquad v=x(t) \quad , \quad i=x(t) \; ,$$

il cui andamento è generalmente legato a quello di una determinata grandezza fisica (ad es.: pressione sonora, intensità luminosa, deviazione angolare, ecc.) o di un ente matematico (ad es.: successione di numeri) o ad un generico messaggio in codice (ad es.: messaggio telegrafico).

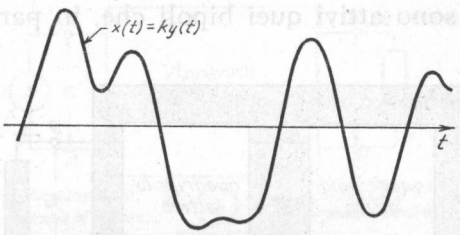


Fig. 3 — Generico segnale di tipo continuo.

Un tipo di segnale molto comune è quello in cui $x(t)$ (tensione o corrente) ha, in ogni istante, valore proporzionale alla grandezza interessata $y(t)$:

$$(2) \qquad x(t)=k\,y(t) \; .$$

È, questo, il caso, ad esempio, del segnale che si ha all'uscita di un microfono, che è proporzionale, istante per istante, alla pressione sonora: il suo andamento generico è indicato nella figura 3.

Un altro tipo di segnale molto comune è costituito da una tensione o corrente alternata sinusoidale:

$$(3) \qquad x(t)=X\,sen\,2\pi f t \; ,$$

in cui l'ampiezza X oppure la frequenza f variano nel tempo attorno a determinati valori fissi X_o, f_o con leggi proporzionali alla grandezza $y(t)$ interessata:

$$(4) \qquad X=X_o+k\,y(t) \quad , \quad f=f_o+k\,y(t) \; ;$$

segnali siffatti si dicono usualmente *oscillazioni modulate* (rispettivamente *in ampiezza* ed *in frequenza*) e sono impiegate sopratutto nelle telecomunicazioni. Per esempio, quando in una radio domestica rice-

viamo una stazione operante alla frequenza di *600* kHz (4), il segnale utile che entra nell'apparato è una tensione alternata, di frequenza *600* kHz, la cui ampiezza varia nel tempo attorno ad un valore medio con legge corrispondente al suono originario: l'andamento generico di una tale *oscillazione modulata in ampiezza* è indicato nella figura 4 *a*). Nelle radio a modulazione di frequenza, invece, l'ampiezza dell'oscillazione è costante, mentre la frequenza varia (attorno al valore nominale di trasmissione, che può essere, ad esempio, $f_0 = 90$ MHz) con la legge del

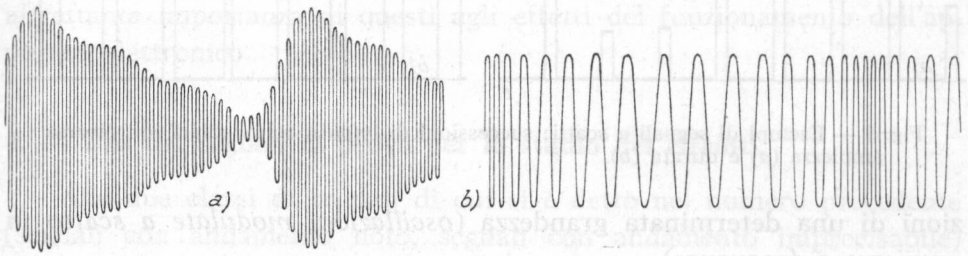


Fig. 4 — Oscillazioni sinusoidali modulate in ampiezza ed in frequenza.

suono originario; l'andamento generico di una tale *oscillazione modulata in frequenza* è indicato nella figura 4 *b*).

Oltre ai segnali ad andamento continuo, ora visti, sono comuni negli apparati elettronici (ad esempio: nei radar, nei sistemi di comunicazioni telegrafiche e ad impulsi, nelle macchine calcolatrici numeriche, ecc.) anche segnali che presentano bruschi scatti ed apparenti discontinuità (5): sono tensioni o correnti che passano bruscamente dal valore zero a valori finiti, che conservano per un certo tempo e poi si annullano nuovamente; dopo di ciò ripetono le medesime vicende con vario ritmo, ampiezza e durata. Tali segnali costituiscono quindi successioni di *impulsi* approssimativamente rettangolari (6), del tipo, ad esempio, indicato nella figura 5: le loro caratteristiche (ampiezza, du-

(4) - Un *hertz* (Hz) corrisponde ad un'oscillazione al secondo, per cui si ha $\mathrm{Hz} = \mathrm{sec}^{-1}$. Sono usati i multipli: *chilohertz* (kHz) $= 10^3$ Hz, *megahertz* (MHz) $= 10^6$ Hz, *gigahertz* (GHz) $= 10^9$ Hz. Al posto di *hertz* è usata anche la dizione *ciclo al secondo*.

(5) - Le discontinuità sono solamente apparenti perchè, nella realtà, i segnali passano da un valore ad un altro in un tempo che, seppure brevissimo, non è mai nullo.

(6) - I lati verticali dei rettangoli sono, in realtà, variamente inclinati perchè i passaggi da uno stato all'altro avvengono sempre in un tempo finito, anche se estremamente breve.

rata, posizione) sono in vario modo legate alla grandezza a cui il segnale corrisponde. Esistono anche — e sono molto comuni nei sistemi radiotelegrafici e nelle comunicazioni ad impulsi — segnali costituiti da oscillazioni sinusoidali la cui ampiezza o la cui frequenza varino a scatto da un valore ad un altro, seguendo una legge legata alle varia-

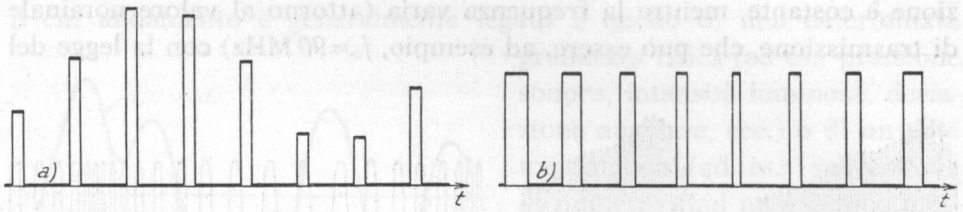


Fig. 5 — Esempi di segnali a scatti: successioni di *impulsi* rettangolari con diversa ampiezza (*a*) e durata (*b*).

zioni di una determinata grandezza (*oscillazioni modulate a scatto in ampiezza o frequenza*).

Tutti i segnali considerati finora hanno un andamento che generalmente non può essere conosciuto *a priori* (7), proprio per la natura stessa dell'*informazione* che essi portano relativamente alla grandezza od ente (pressione sonora, intensità luminosa, numeri, messaggi, ecc.) a cui essi sono legati. Negli apparati elettronici sono però spesso pre-

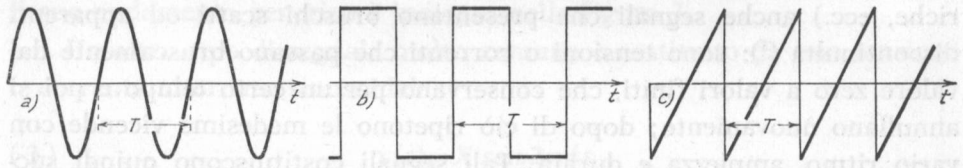


Fig. 6 — Segnali periodici: *a*) sinusoidale; *b*) rettangolare; *c*) a denti di sega.

senti altri tipi di segnali che hanno andamento conosciuto con precisione ed anzi sono normalmente *funzioni periodiche* del tempo: esempi sono i segnali *sinusoidali, rettangolari, a denti di sega* indicati nella figura 6: di solito essi hanno origine entro l'apparato elettronico stesso

(7) - Intendiamo dire, con ciò, che la conoscenza del loro valore fino ad un certo istante non consente la completa determinazione del loro successivo andamento nel tempo.

e provvedono a servizi interni connessi al suo funzionamento (*segnali di servizio*). Ad esempio, è noto che nel televisore il complesso delle righe luminose che forma il quadro televisivo è presente anche in assenza di trasmissione, cioè in mancanza di segnale d'ingresso: le righe luminose sono prodotte da un pennellino elettronico che si muove sotto l'azione di campi magnetici prodotti da correnti con andamento a denti di sega, derivanti appunto da *segnali a denti di sega*, che hanno origine entro l'apparato stesso. I segnali di servizio — pur essendo, in certo senso, in sottordine rispetto ai *segnali di informazione* — hanno spesso altrettanta importanza di questi agli effetti del funzionamento dell'apparato elettronico.

4. — Uso dei segnali di prova per lo studio dei circuiti.

Alle due classi di segnali di cui si è detto nel numero precedente (segnali con andamento noto, segnali con andamento imprecisabile) corrispondono generalmente due diversi metodi di studio dei circuiti a cui essi sono applicati. Nel caso dei segnali ad andamento noto (generalmente segnali periodici) il comportamento dei circuiti viene studiato applicando ad essi gli effettivi segnali di lavoro; ciò non è manifestamente possibile nel caso di segnali con andamento imprecisabile. Lo studio dei circuiti viene allora compiuto mediante particolari *segnali di prova* ad andamento esattamente conosciuto; dal comportamento dei circuiti di fronte a tali segnali se ne arguisce il loro comportamento di fronte agli effettivi segnali di lavoro ([8]).

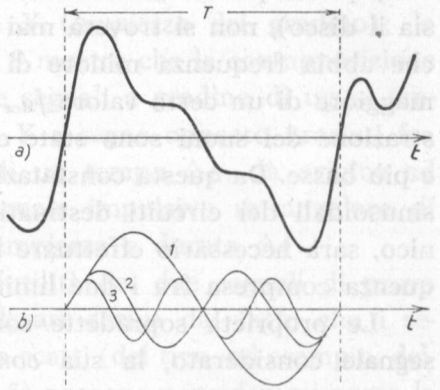


Fig. 7 — Scomposizione di un segnale reale in segnali sinusoidali.

Il segnale di prova più comune è il *segnale sinusoidale*, che conduce allo studio dei circuiti coi metodi ordinari dell'elettrotecnica (studio

([8]) - Non altrimenti, per conoscere il comportamento di una macchina si fa uso di determinate prove standard.

in regime sinusoidale). La ragione della scelta del segnale sinusoidale deriva — oltre che dalla semplicità di studio che esso offre e dalla sua facile riproducibilità — dal fatto che *un segnale con andamento qualunque può, entro un determinato intervallo di tempo, essere pensato come la sovrapposizione di oscillazioni sinusoidali con opportuna ampiezza, frequenza e fase* (9). Per rendersi conto di ciò consideriamo il segnale indicato nella figura 7 *a*), che potrebbe essere, ad esempio, il segnale che si ha all'uscita di un rivelatore grammofonico: esso ha un andamento che varia continuamente in corrispondenza alle vicende del suono registrato sul disco, ma se isoliamo un intervallo definito di tempo T, l'andamento in esso risulta ben determinato e preciso.

Come è mostrato nella figura 7 *b*), entro tale intervallo di tempo il segnale può considerarsi la somma di tre sinusoidi; in un intervallo di tempo diverso la scomposizione in segnali sinusoidali è egualmente possibile ma conduce, in generale, ad un risultato diverso o, come suol dirsi, ad una *composizione spettrale* diversa. Si trova però sperimentalmente che la composizione spettrale, pur essendo diversa in intervalli di tempo diversi, ha delle particolarità che non variano nel tempo: così, qualunque sia l'intervallo di tempo prescelto (ed anche qualunque sia il disco), non si troverà mai un'oscillazione sinusoidale componente che abbia frequenza minore di un certo valore f_{min} (ad es., *20* Hz) e maggiore di un certo valore f_{Max} (ad es., *13* kHz); ciò perchè nella registrazione dei suoni sono state eliminate ad arte le frequenze più alte e più basse. Da questa constatazione deriva che nello studio con segnali sinusoidali dei circuiti destinati adoperare col sopradetto segnale fonico, sarà necessario effettuare la prova con segnali sinusoidali di frequenza compresa fra i due limiti f_{min} ed f_{Max}.

Le proprietà sopradette sono generali: qualunque sia il tipo di segnale considerato, la sua *composizione spettrale,* pur variando da momento a momento, conserva delle regolarità statistiche (rilevabili sperimentalmente) ed in particolare non contiene frequenze inferiori ad un valore f_{min} o superiori ad un valore f_{Max}. In ogni caso le componenti sinusoidali hanno frequenze comprese entro una *banda* Δf ed è perciò a tale *banda di frequenze* (generalmente nota) che va esteso lo studio in regime sinusoidale.

---

(9) - La proprietà è una conseguenza del teorema di Fourier che richiameremo nel n. 11 *c*).

La scomposizione in oscillazioni sinusoidali è sempre possibile qualunque sia la complicazione e la ricchezza di particolari del segnale reale, ma la larghezza Δf della banda di frequenza diventa via, via più grande; la scomposizione rimane poi sempre possibile (almeno teoricamente) anche quando il segnale tende ad avere l'andamento a scatti indicato nella figura 5. Nel caso dei segnali a scatto, peraltro, si dimostra spesso più utile, quale segnale di prova per lo studio dei circuiti, il *segnale impulsivo rettangolare* (*impulso rettangolare* di tensione o di corrente) o il *segnale a gradino*. Il segnale impulsivo rettangolare (fig. 8 *a*) è una tensione (o una corrente) sempre nulla all'infuori che in un intervallo di tempo Δt (*durata* dell'impulso), in cui ha valore costante Y (*ampiezza* dell'impulso). Il segnale a gradino (fig. 8 *b*) consiste in una tensione (o corrente) che è uguale a zero fino ad un certo istante t_0 (istante dello *scatto*), mentre da tale istante in poi ha un valore costante Y (*ampiezza* del gradino); la figura 9 mostra che la sovrapposizione di due segnali a gradino di ugual ampiezza Y e segno opposto, traslati fra loro di un tempo Δt, dà origine ad un segnale impulsivo rettangolare di pari ampiezza e durata Δt.

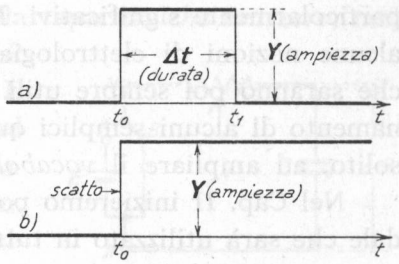


Fig. 8 — Segnale impulsivo rettangolare e segnale a gradino.

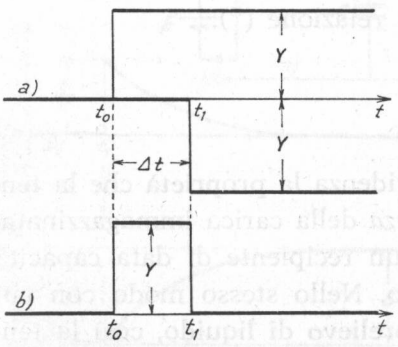


Fig. 9 — Derivazione di un impulso rettangolare da due segnali a gradino di pari ampiezza e segno opposto.

L'utilità dei due segnali di prova considerati deriva dal fatto che i segnali a scatti (del tipo, ad esempio, della fig. 5) possono considerarsi come la successione di segnali impulsivi rettangolari o, grazie alla figura 9, di segnali a gradino opportunamente traslati nel tempo e con conveniente ampiezza e segno. L'utilità dei suddetti segnali risiede, poi, anche nel fatto che essi si prestano a mettere in evidenza i fenomeni *transitori* che si verificano nei circuiti in corrispondenza agli scatti di tensione e di corrente, fenomeni di cui non è possibile lo studio valendosi di segnali sinusoidali.

Dei segnali a gradino ed impulsivi sarà fatto un uso esteso nel Vol. III, mentre in questo volume e nel secondo la loro utilizzazione sarà solo occasionale; poichè, però, i fenomeni transitori a cui s'è poc'anzi accennato hanno importanza rilevante per tutto lo studio dell'elettronica, se ne farà qui di seguito un breve esame limitato ad alcuni esempi particolarmente significativi. Essi ci offriranno l'occasione per rivedere alcune nozioni di elettrologia relative alla capacità ed all'induttanza, che saranno poi sempre utili per il seguito; ci mostreranno il funzionamento di alcuni semplici quadripoli passivi; serviranno poi, come al solito, ad ampliare il *vocabolario* elettronico.

Nel Cap. II inizieremo poi lo studio dei circuiti in regime sinusoidale che sarà utilizzato in tutto il seguito del testo.

5. — Fenomeni transitori di carica e scarica di una capacità attraverso ad una resistenza.

Consideriamo il semplice circuito della figura 10 e supponiamo che al tempo zero il commutatore sia chiuso su B e la capacità sia completamente scarica ($v=0$).

Ricordiamo che in una *capacità* C, fra la *tensione* v e la *carica* q immagazzinata sulle armature sussiste la relazione ([10]):

$$(1) \qquad v=\frac{q}{C}\ ;$$

questa relazione si presta a mettere in evidenza la proprietà che la tensione ai capi di una capacità *è conseguenza* della carica immagazzinata, così come il *livello* di un liquido entro un recipiente di data capacità dipende dalla *quantità* del liquido stesso. Nello stesso modo con cui il livello cambia per un apporto od un prelievo di liquido, così la ten-

([10]) - Ricordiamo: la carica si misura in *coulomb* (C). La tensione, o differenza di potenziale, si misura in *volt* (V); multipli e sottomultipli del volt molto usati sono il *chilovolt* (kV)$=10^3$ V, il *millivolt* (mV)$=10^{-3}$ V, il *microvolt* (μV)$=10^{-6}$ V. La capacità si misura in *farad* (F), ma si usano quasi esclusivamente i sottomultipli *microfarad* (μF)$=10^{-6}$ F, *nanofarad* (nF)$=10^{-9}$ F, *picofarad* (pF)$=10^{-12}$ F; il nanofarad ed il picofarad sono anche spesso chiamati *millimicrofarad* (mμF) e *micromicrofarad* ($\mu\mu$F). La resistenza si misura in *ohm* (Ω); multipli molto usati dell'ohm sono il *chiloohm* (kΩ)$=10^3\ \Omega$ ed il *megaohm* (MΩ)$=10^6\ \Omega$.

sione della capacità cambia se varia la quantità di elettricità; e poichè ciò può avvenire unicamente per l'apporto od il prelievo di cariche, deriva inequivocamente che *la tensione della capacità non può cambiare in maniera istantanea.*

Ciò posto, supponiamo che al tempo t_1 il commutatore nella figura 10 venga chiuso su A. Poichè la tensione della capacità, *che era zero,* non può cambiare istantaneamente, ai capi di R si ha una differenza di potenziale pari ad E e perciò in R si ha una corrente i pari ad E/R, che fluisce dal generatore alla capacità, con verso concorde a quello della f. e. m. applicata (fig. 11 *a*). La capacità comincia allora a caricarsi e la tensione v ai suoi capi comincia a crescere col segno indicato in figura. In conseguenza di ciò la corrente diminuisce progressivamente dal suo valore iniziale; essa si annulla quando il condensatore è completamente carico e la tensione v ai suoi capi ha raggiunto il valore E.

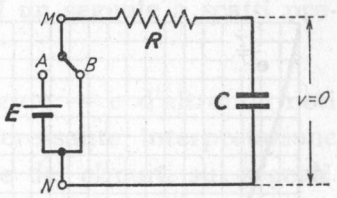


Fig. 10 — Semplice circuito *RC*.

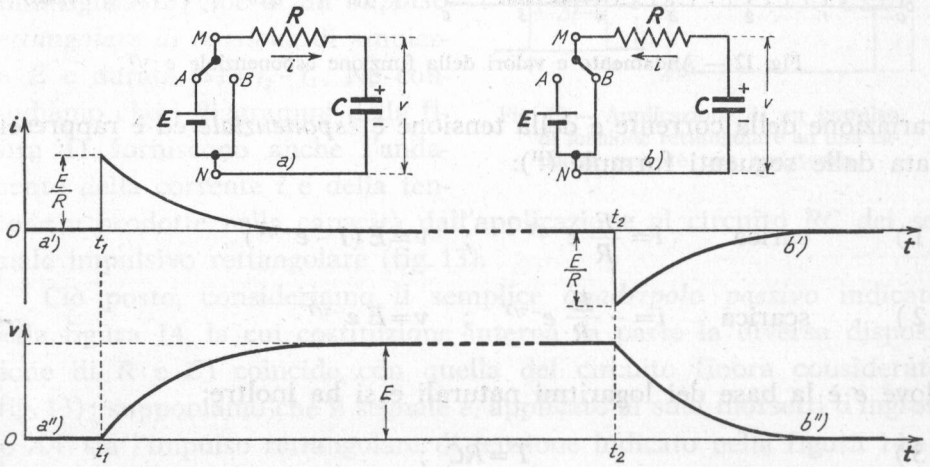
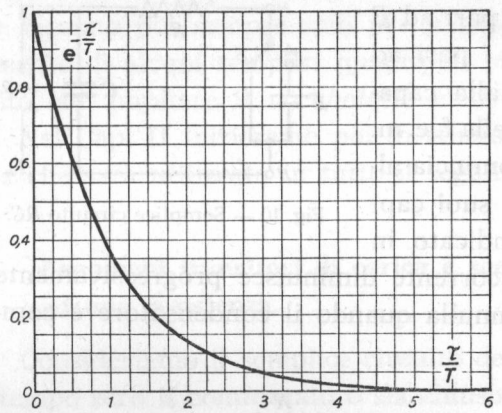


Fig. 11 — Carica (*a*) e scarica (*b*) di una capacità attraverso ad una resistenza.

Supponiamo ora che al tempo t_2 il commutatore passi bruscamente dalla posizione A alla B (fig. 11 *b*): non potendo la capacità cambiare istantaneamente la sua tensione (che è E), fluisce nel circuito una corrente di intensità E/R, che ha verso opposto alla corrente di carica.

Con ciò la capacità comincia a scaricarsi e la corrente diminuisce progressivamente, tendendo ad annullarsi; corrispondentemente la tensione v decresce fino ad annullarsi ed il condensatore ritorna ad essere completamente scarico.

L'andamento della corrente e della tensione nella carica e nella scarica è indicato nei diagrammi a', a'') e b', b'') della figura 11; la legge di



$\frac{\tau}{T}$	$e^{-\tau/T}$	$\frac{\tau}{T}$	$e^{-\tau/T}$
0,0	1,00	1,8	0,16
0,1	0,90	2,0	0,13
0,2	0,81	2,2	0,11
0,3	0,74	2,4	0,09
0,4	0,67	2,6	0,07
0,5	0,60	2,8	0,06
0,6	0,55	3,0	0,05
0,7	0,50	3,2	0,04
0,8	0,45	3,5	0,03
0,9	0,41	4,0	0,02
1,0	0,37	4,5	0,01
1,2	0,30	5,0	0,006
1,4	0,24	6,0	0,002
1,6	0,20	7,0	0,0009

Fig. 12 — Andamento e valori della funzione esponenziale $e^{-\tau/T}$.

variazione della corrente e della tensione è *esponenziale* ed è rappresentata dalle seguenti formule ([11]):

$$(1) \qquad \text{carica} \qquad i = \frac{E}{R} e^{-\tau/T} \quad ; \quad v = E(1 - e^{-\tau/T}) \ ,$$

$$(2) \qquad \text{scarica} \qquad i = -\frac{E}{R} e^{-\tau/T} \quad ; \quad v = E\, e^{-\tau/T}$$

dove e è la base dei logaritmi naturali e si ha inoltre:

$$(3) \qquad T = RC \ ;$$

nelle formule (1) τ indica il tempo contato a partire da t_1, mentre nelle formule (2) indica il tempo contato a partire da t_2.

Nelle formule precedenti compare la *funzione esponenziale* $e^{-\tau/T}$, il cui andamento è mostrato nella figura 12; essa ha valore *1* per $\tau = 0$ e

([11]) - Esse sono ricavate matematicamente nel n. 10.

tende a zero asintoticamente al tendere di τ all'infinito, con maggiore o minore rapidità a seconda del prodotto $T=RC$. Tale prodotto ha le dimensioni di un tempo ([12]) e prende il nome di *costante di tempo*; la sua importanza apparirà dagli esempi numerici che esamineremo nel paragrafo seguente.

6. — Esempio di modificazione della forma di un segnale a scatti prodotta dal semplice quadripolo CR.

I fenomeni descritti nel paragrafo precedente — e d'altronde noti dallo studio dell'elettrologia — hanno un'interessante interpretazione dal punto di vista delle modificazioni prodotte dai circuiti sui segnali.

Nel circuito della figura 10 la chiusura del commutatore su A (fig. 11 a, istante t_1) e successivamente su B (fig. 11 b, istante t_2) produce lo stesso effetto dell'applicazione ai punti MN di una tensione che ha l'andamento rettangolare indicato nella figura 13, cioè di un *impulso rettangolare di tensione* di ampiezza E e durata $\Delta t=t_2-t_1$. Ne concludiamo che i diagrammi della figura 11 forniscono anche l'andamento della corrente i e della tensione v prodotte nella capacità dall'applicazione al circuito RC del segnale impulsivo rettangolare (fig. 13).

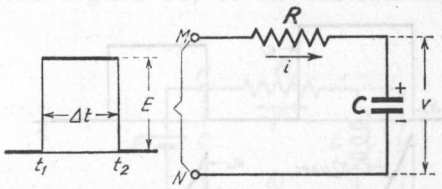


Fig. 13 — Applicazione di un impulso di tensione rettangolare ad una capacità tramite una resistenza.

Ciò posto, consideriamo il semplice *quadripolo passivo* indicato nella figura 14, la cui costituzione interna (a parte la diversa disposizione di R e C) coincide con quella del circuito finora considerato (fig. 13); supponiamo che il segnale e_i applicato ai suoi morsetti d'ingresso AA' sia l'impulso rettangolare di tensione indicato nella figura 14 a). Corrispondentemente la corrente i nel circuito CR avrà l'andamento già visto nella figura 11 a', b') e tale sarà l'andamento del segnale e_u ai morsetti d'uscita BB' del quadripolo che, coincidendo con la tensione ai capi di R, ha il valore $e_u=Ri$. Esso è indicato nella figura 14 b) nel-

([12]) - T risulta misurata in *secondi* se C è misurata in *farad* ed R in *ohm*.

l'ipotesi che sia $E=10$ V, $\Delta t=100$ μsec e che la capacità C e la resistenza R abbiano i valori $C=200$ pF ed $R=50$ kΩ a cui corrisponde la costante di tempo $T=CR=2\,.\,10^{-10}\,.\,5\,.\,10^{4}=10^{-5}$ sec $(=10$ μsec).

Da quanto sopra visto è immediatamente deducibile l'andamento

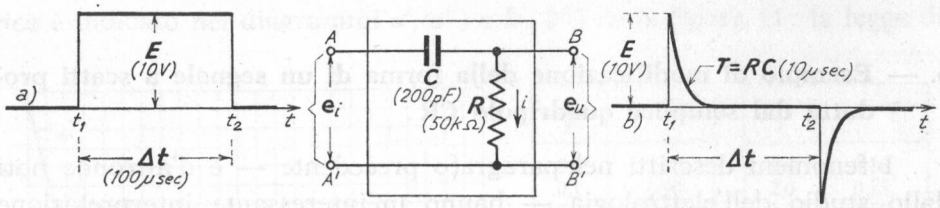


Fig. 14 — Applicazione ad un semplice quadripolo passivo di un segnale impulsivo rettangolare.

del segnale d'uscita del quadripolo nel caso in cui il segnale d'ingresso e_i sia una qualunque successione di impulsi di tensione rettangolari: così, se il segnale d'ingresso e_i ha l'andamento della figura 15 *a*), il segnale d'uscita ha l'andamento indicato dal diagramma *b*). I diagrammi *c*) e *d*) della medesima figura mostrano i segnali che si hanno all'uscita del quadripolo se, a parità di altre condizioni, la capacità C è ridotta a *100* pF ($T=5$ μsec) ed a *50* pF ($T=2{,}5$ μsec). Il segnale d'uscita è la successione di *guizzi* di tensione (*impulsi esponenziali* di tensione) alternativamente positivi e negativi, corrispondenti agli *scatti* in salita ed in discesa del segnale d'ingresso: i guizzi sono manifestamente *tanto più acuti quanto più piccola è la costante di tempo* $T=RC$.

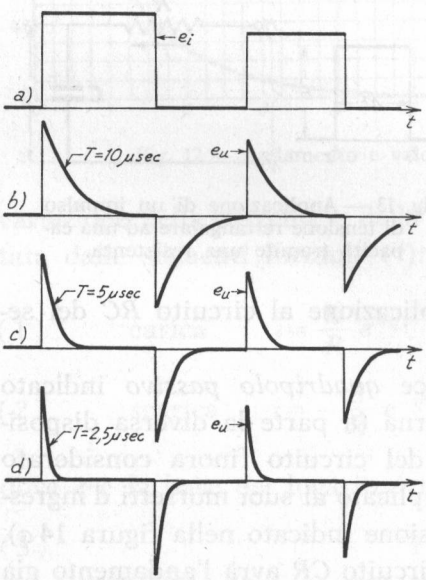


Fig. 15 — Modificazione della forma di un segnale a scatti prodotta dal quadripolo di figura 14, in diverse condizioni di costante di tempo *RC*.

Lo studio ora compiuto ha messo in evidenza l'impiego del segnale impulsivo rettangolare per ricavare il comportamento di un circuito (il quadripolo *CR*) di fronte a segnali a scatti (fig. 5) in conformità con

quanto si è detto nel n. 4; vedremo nel paragrafo seguente, per scopo analogo, l'utilizzazione del *segnale a gradino*. Indipendentemente dall'uso del segnale di prova impulsivo, i risultati dianzi ottenuti offrono un chiaro esempio della modificazione di un segnale prodotta da un quadripolo passivo; tale modificazione è una delle tante *operazioni* sui segnali che si compiono entro gli apparati elettronici, a cui si è fatto cenno nel n. 2. Esempio analogo sarà visto nel paragrafo seguente studiando i fenomeni transitori che si hanno nei circuiti comprendenti induttanza e resistenza.

7. — **Transitori nei circuiti con induttanza e resistenza.**

L'*induttanza* ha nei circuiti proprietà *duali* rispetto alla capacità: la sua presenza in un circuito fa sì che *la corrente non possa cambiare istantaneamente*. Così nel circuito della figura 16, se la batteria E,

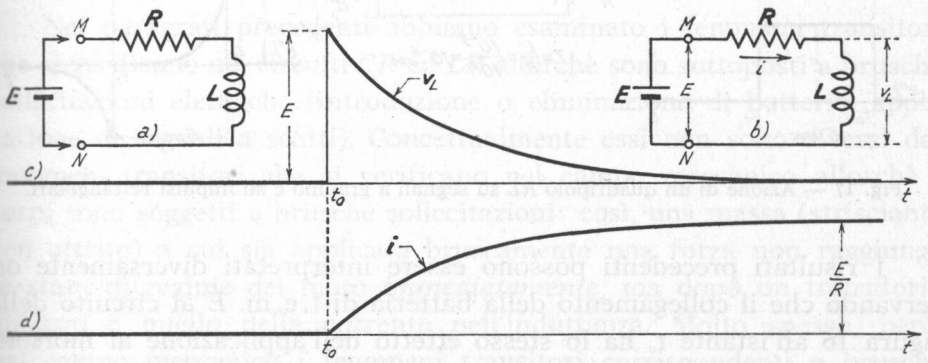


Fig. 16 — Andamento della tensione e della corrente allorchè si collega ad un'induttanza L una f. e. m. E attraverso ad una resistenza R.

precedentemente staccata (situazione *a*), viene collegata, in un certo istante t_0, ai morsetti MN (situazione *b*), la corrente non può fluire immediatamente perchè, essendo precedentemente nulla, non può cambiare istantaneamente valore: corrispondentemente non c'è caduta di potenziale in R e perciò ai capi di L risulta applicata una tensione v_L pari alla f. e. m. E della batteria. Poi la corrente comincia a fluire in misura via via maggiore e, di conseguenza, la tensione v_L ai capi di L diminuisce progressivamente dal suo valore iniziale. La tensione si annulla quando la corrente ha raggiunto il suo valore di regime, che è

E/R; in seguito v_L rimane sempre nulla e la corrente i sempre uguale ad E/R ([13]). L'andamento di i e v_L è indicato dai diagrammi *c*) e *d*) della figura 16; la legge di variazione della tensione e della corrente è esponenziale ed è espressa dalle formule seguenti ([14]):

$$(1) \qquad v_L = E\,e^{-\tau/T} \quad , \quad i = \frac{E}{R}\,(1 - e^{-\tau/T}) \quad ,$$

dove τ è il tempo contato a partire da t_o e $T = L/R$ è la *costante di tempo*, misurata in *secondi* se L ed R sono misurate in *henry* ([15]) ed in *ohm*.

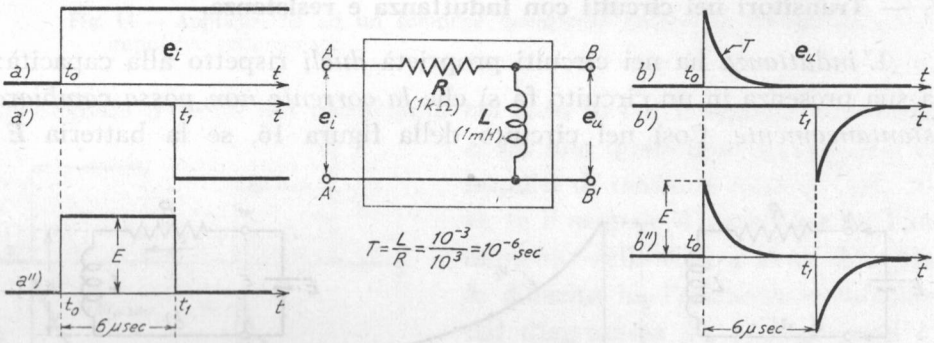


Fig. 17 — Azione di un quadripolo *RL* su segnali a gradino e su impulsi rettangolari.

I risultati precedenti possono essere interpretati diversamente osservando che il collegamento della batteria di f. e. m. E al circuito della figura 16 all'istante t_o ha lo stesso effetto dell'applicazione ai morsetti MN di una *tensione a gradino* (segnale a gradino) di ampiezza E ed istante di scatto t_o. Consideriamo allora il quadripolo passivo della figura 17, avente costituzione interna identica a quella del circuito *RL* dianzi esaminato, ed applichiamo ai suoi morsetti d'ingresso AA' un

([13]) - Essendo in queste condizioni, supponiamo di chiudere in cortocircuito la sorgente di f. e. m. E. Viene a mancare la causa prima della corrente ma, ciò nonostante, questa, per una sorta di *inerzia*, continua a circolare nello stesso verso; il suo valore va però diminuendo e tende a zero esponenzialmente con la medesima costante di tempo $T = L/R$.

([14]) - Le formule sono ricavate per via matematica nel n. 10.

([15]) - L'unità di misura dell'induttanza è l'*henry* (H); sono molto usati i sottomultipli *millihenry* (mH) $= 10^{-3}$ H e *microhenry* (μH) $= 10^{-6}$ H.

segnale a gradino (fig. 17 *a*); il segnale d'uscita corrispondente (presente fra i morsetti *BB'*) sarà identico a quello della figura 16 *c*) ed avrà pertanto l'andamento indicato nel diagramma *b*) della figura 17. Naturalmente se il segnale d'ingresso è a gradino negativo (fig. 17 *a'*), il segnale d'uscita sarà identico ma rovesciato (fig. 17 *b'*); se poi il segnale d'ingresso è impulsivo rettangolare (fig. 17 *b''*), il segnale d'uscita (fig. 17 *b''*) sarà la sovrapposizione dei segnali d'uscita (*b* , *b'*) corrispondenti ai gradini (*a* , *a'*) da cui l'impulso può pensarsi composto (n. 4, fig. 9). Si comprende agevolmente come il procedimento possa essere esteso ad altri segnali d'ingresso del tipo a scatti ed i risultati non sarebbero diversi da quelli ottenibili col quadripolo *CR* (fig. 15). Anche le considerazioni fatte alla fine del n. 6 relativamente al suddetto quadripolo valgono per il quadripolo *RL* dianzi esaminato.

8. — **Fenomeni transitori nei circuiti L , C , R . Oscillazioni libere.**

Nei paragrafi precedenti abbiamo esaminato i fenomeni transitori che si verificano nei circuiti *CR* ed *LR* allorchè sono sottoposti a brusche sollecitazioni elettriche (introduzione o eliminazione di batterie, applicazione di segnali a scatti). Concettualmente essi non sono diversi dai fenomeni transitori che si verificano nel campo meccanico allorchè i corpi sono soggetti a brusche sollecitazioni: così, una massa (strisciante con attrito) a cui sia applicata bruscamente una forza non raggiunge lo stato di regime del moto *immediatamente*, ma dopo un transitorio analogo a quello della corrente nell'induttanza. Molto spesso, però, nel campo meccanico i fenomeni transitori corrispondenti a brusche sollecitazioni hanno carattere *oscillatorio* (pendolazione degli oggetti sospesi, vibrazioni elastiche, ecc.) ed altrettanto avviene nei circuiti elettrici in cui siano presenti simultaneamente induttanze e capacità. Gli esempi sono innumerevoli e molti di essi sono efficacemente sfruttati nella tecnica elettronica, sopratutto per ottenere segnali a carattere oscillatorio. Esamineremo il caso particolare, ma molto significativo, dei transitori che si verificano nei semplici circuiti costituiti dalla serie di una capacità *C* , di un'induttanza *L* e di una resistenza *R* .

Prendendo lo spunto dalla figura 16 *a* , *b*) , supponiamo che alla serie di un'induttanza *L* e di una resistenza *R* sia applicata, invece che la batteria di f. e. m. *E* , una capacità *C* carica alla tensione *E* (fig. 18 *a*):

nell'istante del collegamento, esattamente come nel caso della figura 16 *b*), non si ha alcun passaggio di corrente a causa della presenza dell'induttanza. Subito dopo comincia a passare corrente in maniera via via crescente; l'accrescimento avviene però diversamente che nel caso della figura 16, perchè il passaggio di corrente provoca la scarica di C e la conseguente diminuzione della tensione v fra i morsetti MN (che nel caso della figura 16 rimaneva costante al valore E per la presenza della batteria). A sua volta, la legge di scarica della capacità è molto diversa da quella attraverso la sola resistenza (fig. 11 *b*). La presenza dell'induttanza fa sì che la tensione v tenda ad annullarsi non in maniera uniforme, ma compiendo invece delle *oscillazioni smorzate*, cioè delle oscillazioni la cui ampiezza diminuisce progressivamente (in maniera esponenziale), come indica il diagramma *c*) della figura 18; la corrente nel circuito subisce analoghe vicende. Si tratta di un fenomeno di *oscillazioni libere*, analogo a quello che si ha, per esempio, in un pendolo che, allontanato dalla posizione verticale e abbandonato a se stesso, ritorna alla posizione di riposo dopo una serie di oscillazioni smorzate.

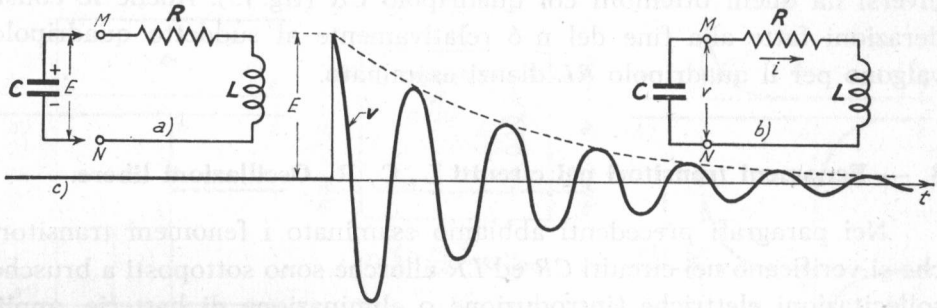


Fig. 18 — Scarica oscillatoria di una capacità attraverso induttanza e resistenza.

Il circuito LCR, nelle condizioni sopradette, si chiama comunemente *circuito oscillatorio*; l'esperienza ed il calcolo ([16]) mostrano che la frequenza delle oscillazioni, f_{os}, è data da:

$$(1) \qquad f_{os} = f_o \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}} ,$$

([16]) - Lo studio matematico è compiuto nel n. 10.

dove f_o è la *frequenza di risonanza* ([17]) del circuito *LCR* che, come è noto dall'elettrologia, ha il valore:

$$(2) \qquad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} .$$

La relazione (1) mostra che la frequenza delle *oscillazioni libere* che nascono nel circuito *LCR* è inferiore alla frequenza di risonanza del circuito stesso, coincidendo con essa nel solo caso teorico in cui è $R=0$ ([18]). La frequenza f_{os} diminuisce al crescere di R e diviene addirittura nulla — cioè le oscillazioni non esistono più — se è $R^2C/4L=1$, il che avviene quando R ha il valore:

$$(3) \qquad R=R_c=2\sqrt{\frac{L}{C}} .$$

Questa particolare resistenza per la quale la scarica delle capacità perde il carattere oscillatorio, si chiama *resistenza critica*; per valori di R superiori ad R_c l'andamento della scarica è del tutto simile a quello della scarica della capacità attraverso ad una resistenza (n. 5, fig. 11). Un fenomeno analogo accade anche nel pendolo: il suo moto oscillatorio è influenzato, oltre che dalla sua lunghezza e dall'accelerazione di gravità, anche dalle resistenze di attrito e del mezzo; se tali resistenze sono molto grandi il pendolo non oscilla e se spostato dalla sua posizione di equilibrio vi ritorna e ivi si ferma (si pensi, ad esempio, ad un pendolo in un fluido sufficientemente viscoso, come catrame liquido).

Nel pendolo per provocare le oscillazioni è sufficiente un qualsiasi perturbamento del suo stato di quiete; lo stesso accade per ogni altro sistema meccanico capace di oscillare. Anche nel *circuito oscillatorio* non è materialmente necessario caricare preventivamente la capacità e poi lasciarla scaricare: *qualunque perturbazione dello stato elettrico del circuito provoca la nascita di oscillazioni*, che si smorzano poi con le modalità ora viste.

([17]) - La risonanza sarà studiata nel Cap. II, n. 3.

([18]) - Il caso è *teorico* perchè all'induttanza è inevitabilmente associata la resistenza del filo con cui essa è costituita. Peraltro la resistenza può essere mantenuta a valori molto piccoli ed allora la frequenza approssima grandemente f_o; ad esempio, nei circuiti oscillatori usati nei radioapparati generalmente il termine $R^2C/4L$, che compare nella (1) è inferiore a qualche millesimo e può quindi, senza grande errore, trascurarsi di fronte ad 1.

9. — Esame energetico dei fenomeni oscillatori.

È possibile, ed è molto utile, stabilire un'analogia assai stretta fra la genesi delle oscillazioni elettriche e meccaniche; eseguiremo il con-

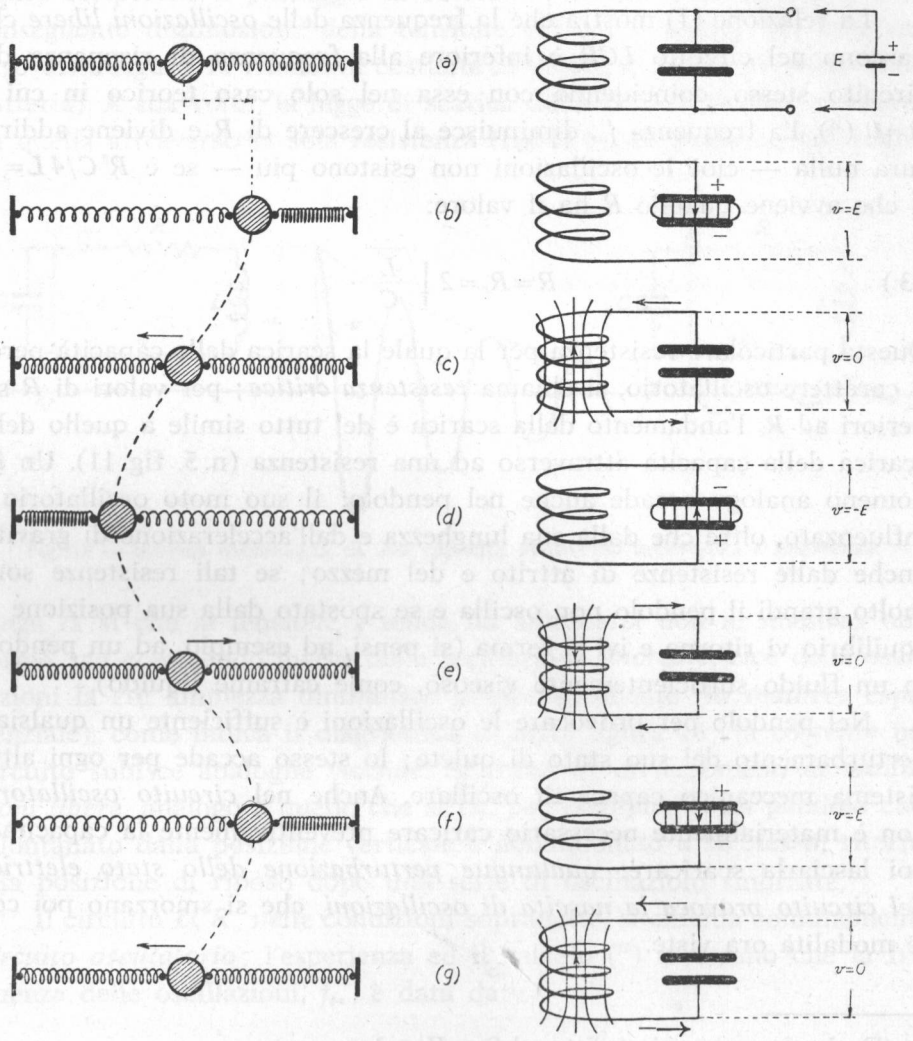


Fig. 19 — Confronto fra oscillazioni meccaniche ed elettriche.

fronto, basandoci sulla figura 19, fra il comportamento di un normale circuito oscillatorio e quello di un particolare sistema oscillatorio mec-

canico, detto *pendolo di Pohl* ([19]), costituito da una sfera centrata fra due molle. Supporremo dapprima che i due sistemi oscillatori siano privi di perdite.

In *a*) la sfera è in riposo. In *b*) la molla viene tesa. In *c*) la sfera lasciata libera ha raggiunto la posizione iniziale; ma mentre in *a*), nella stessa posizione, la sfera era in riposo, qui possiede energia cinetica. Grazie alla sua inerzia la sfera si sposta verso destra oltrepassando la posizione di partenza; essa tende la molla e raggiunge la posizione *d*). Da questo momento il gioco si ripete con le stesse modalità in senso opposto: la posizione di partenza viene oltrepassata verso sinistra e così via. Durante il fenomeno vi è uno scambio continuo fra l'energia potenziale della molla e l'energia cinetica della sfera. Se gli attriti e le resistenze del mezzo non sono nulli ma sufficientemente piccoli:

In *a*) il condensatore è scarico. In *b*) il condensatore viene caricato. In *c*) il condensatore si è appena scaricato: la sua tensione è nulla, ma la corrente continua a muoversi nella direzione della freccia a causa dell'inerzia del campo magnetico e carica in *d*) il condensatore con segno opposto a quello del caso *b*). In *e*) il gioco si ripete in senso inverso: di nuovo il condensatore si scarica mentre la bobina crea un campo magnetico e così via. Durante il fenomeno vi è un continuo scambio di energia fra il campo elettrico (energia elettrostatica cioè potenziale) ed il campo magnetico (energia magnetica cioè elettro-cinetica). Se la resistenza R non è nulla ma sufficientemente piccola:

... il fenomeno conserva ugualmente carattere oscillatorio; senonchè, durante ogni oscillazione, viene dissipata in calore parte dell'energia inizialmente conferita. Gli scambi fra energia potenziale e cinetica nel caso meccanico e fra campo elettrico e magnetico nel caso del circuito esistono ancora, ma ad ogni oscillazione diminuisce l'energia palleggiata e, in corrispondenza, l'ampiezza dell'oscillazione. *Se si vuole che l'ampiezza dell'oscillazione rimanga costante occorre conferire ai sistemi energia dall'esterno.* Nel caso meccanico possiamo fare ciò accompagnando la massa con la mano durante tutto il periodo oppure dando

([19]) - R. W. POHL: *Elettrofisica moderna*, U. Hoepli, Milano, 1936.

alla massa delle sollecitazioni periodiche; nel primo caso si restituisce istante per istante la energia dissipata, nel secondo l'energia dissipata entro un singolo periodo viene restituita tutta insieme entro una piccola frazione del periodo stesso. Vedremo nel seguito del nostro studio che gli stessi metodi possono essere usati per *alimentare* il circuito oscillatorio.

10. — **Deduzione matematica dei risultati relativi ai fenomeni transitori.**

Studieremo qui con una trattazione sintetica a carattere matematico quei circuiti e fenomeni che finora abbiamo esaminato solamente per via intuitiva. Consideriamo il circuito della figura 20 costituito da un'induttanza L, una capacità C ed una resistenza R in serie, alimentati da una f.e.m. e qualunque. Sia q la carica presente ad un certo istante nel condensatore; sia inoltre $i=dq/dt$ la corrente nel circuito e $v=q/C$ la tensione ai capi del condensatore C.

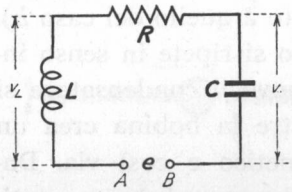


Fig. 20 — Circuito L, C, R in serie.

La corrente, circolando nell'induttanza, desta ai suoi capi una f.e.m.:

$$(1) \qquad e_L = -L\frac{di}{dt} = -L\frac{d^2q}{dt^2} .$$

Sono dunque presenti nel circuito le f.e.m. e ed e_L che dovranno equilibrare la tensione v ai capi della capacità e la caduta di tensione Ri nella resistenza. Può perciò scriversi l'equazione:

$$(2) \qquad e+e_L=v+Ri \ (^{20}) .$$

Essa può scriversi:

$$e-L\frac{d^2q}{dt^2}=\frac{q}{C}+Ri ,$$

---

(20) - Essa può riscriversi:

$$e=v+Ri-e_L=v+v_R+v_L ,$$

dove $v=q/C$, $v_R=Ri$, $v_L=L\,di/dt$ possono intendersi come cadute di potenziale attraverso C, R ed L.

da cui:

$$L\frac{d^2q}{dt^2}+R\frac{dq}{dt}+\frac{1}{C}q=e \quad . \tag{3}$$

È, questa, una equazione differenziale lineare del secondo ordine che può considerarsi fondamentale per il circuito con gli elementi in serie. Se ne possono considerare vari casi particolari:

a) $L=0$, $e=E=cost.$; cioè *carica della capacità attraverso ad una resistenza* (fig. 13 *a*). La (3) diviene:

$$R\frac{dq}{dt}+\frac{1}{C}q=E \quad . \tag{4}$$

Un integrale particolare si ottiene supponendo q costante; la (4) diviene allora:

$$\frac{1}{C}q=E \quad , \qquad \text{da cui} \qquad q=EC \quad .$$

L'integrale generale della (4) si ottiene sommando l'integrale particolare trovato all'integrale dell'equazione omogenea:

$$R\frac{dq}{dt}+\frac{1}{C}q=0 \quad , \tag{5}$$

che è $q=Ae^{-t/RC}$, dove A è una costante che deve essere determinata in base alle condizioni iniziali. Si ha dunque:

$$q=EC+Ae^{-t/RC} \quad . \tag{6}$$

La tensione v ai capi di C sarà:

$$v=\frac{q}{C}=E+\frac{A}{C}e^{-t/RC} \quad . \tag{7}$$

Poichè all'istante iniziale ($t=t_1$) la capacità è scarica, dovrà essere $v=0$ per $t=t_1$; dalla (7) si ricava allora:

$$\frac{A}{C}=-Ee^{t_1/RC} \quad , \tag{8}$$

che, sostituita nella (7) stessa, conduce alla seguente espressione:

$$v=E\{1-e^{-(t-t_1)/RC}\} \quad . \tag{9}$$

Chiamando τ il tempo calcolato a partire da t_1, cioè ponendo $\tau = t - t_1$, si ottiene la seconda delle formule (1) del n. 5, allora ammessa senza dimostrazione. L'espressione della corrente si ricava immediatamente notando che è $i = (E - v)/R$ e pertanto la (9) diviene:

$$(10) \qquad i = \frac{E}{R} e^{-(t-t_1)/RC} = \frac{E}{R} e^{-\tau/RC} ,$$

che è la prima delle formule (1) del n. 5.

b) $L = 0$, $e = 0$, $v = E$ *all'istante iniziale* $(t = t_2)$; cioè *scarica attraverso ad una resistenza R di una capacità precedentemente caricata alla tensione E* (fig. 13 *b*). La (3) diviene la (5) precedentemente trovata, la cui soluzione è la (6). Dividendo per C si ha:

$$(11) \qquad v = \frac{q}{C} = \frac{A}{C} e^{-\tau/RC} .$$

Poichè per $t = t_2$ deve essere $v = E$, sarà $A/C = E\, e^{-t_2/RC}$, per cui la (11) diviene:

$$(12) \qquad v = E\, e^{-(t-t_2)/RC} .$$

Chiamando τ il tempo contato a partire da t_2 (cioè ponendo $\tau = t - t_2$), la (12) diviene la seconda delle formule (2) del n. 5; si ha poi subito:

$$(13) \qquad i = \frac{v}{R} = -\frac{E}{R} e^{-(t-t_2)/RC} = -\frac{E}{R} e^{-\tau/RC} ,$$

che è la prima delle suddette formule (2) del n. 2.

c) $e = E = cost.$; *non esiste capacità* C, che può pertanto pensarsi sostituita da un cortocircuito $(v = 0)$. *Chiusura di una f. e. m. continua su un circuito comprendente R ed L* (fig. 17 *b*). La (3) diviene in queste condizioni:

$$(14) \qquad L \frac{d^2q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} = E .$$

Poichè è $i = dq/dt$, l'equazione può scriversi:

$$(15) \qquad L \frac{di}{dt} + Ri = E ,$$

la cui soluzione è:

$$(16) \qquad i = \frac{E}{R} + B\, e^{-(R/L)t} \ .$$

Supponiamo che all'istante iniziale $t = t_o$ (fig. 17) sia $i = 0$; allora deve essere:

$$(17) \qquad B = -\frac{E}{R}\, e^{(R/L)t_2} \ ,$$

e la formula precedente diviene:

$$(18) \qquad i = \frac{E}{R}\{1 - e^{-(t-t_o)R/L}\} \ .$$

Chiamando τ il tempo calcolato a partire da t_o (cioè ponendo $\tau = t - t_o$) si ottiene la seconda delle formule (1) del n. 7, che esprime l'andamento nel tempo della corrente in un circuito con induttanza e resistenza, durante il transitorio di chiusura su una f. e. m. E (fig. 17 *d*). Da essa si ricava:

$$(19) \qquad v = -e_L = L\frac{dt}{di} = E\, e^{-(t-t_o)R/L} = E\, e^{-(R/L)\tau} \ ,$$

che è la prima delle formule (1) del n. 7, a cui corrisponde il diagramma *c*) della figura 17.

d) $e = 0$ (morsetti AB in cortocircuito), $v = E$ *nell'istante iniziale* $t = 0$ (fig. 19); cioè *scarica attraverso una resistenza* R *ed un'induttanza* L *di una capacità* C *preventivamente caricata alla tensione* E (fig. 19 *b*). L'equazione (3) diviene:

$$(20) \qquad L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} = 0 \ .$$

Al posto di q si può scrivere Cv e l'equazione diviene:

$$(21) \qquad LC\frac{d^2v}{dt^2} + RC\frac{dv}{dt} + v = 0$$

che è omogenea, a coefficienti costanti ([21]). Due suoi integrali partico-

([21]) - U. FEDERIGHI - L. GIULIANO: *Matematica per fisici, ingegneri, naturalisti* - Vol. I, parte I; Cap. IX, n. 8 (Ed. C. Cursi, Pisa).

lari sono:

$$(22) \qquad v_1 = e^{x_1 t} \quad ; \quad v_2 = e^{x_2 t} \ ,$$

dove x_1 ed x_2 sono le radici dell'equazione caratteristica della (21):

$$(23) \qquad \left.\begin{matrix} x_1 \\ x_2 \end{matrix}\right\} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \ .$$

Se è $(R^2/4L^2) - (1/LC) > 0$, cioè se R è maggiore di $2\sqrt{L/C}$, x_1 ed x_2 sono reali e negative; gli integrali v_1 e v_2 sono funzioni decrescenti indefinitamente nel tempo con legge esponenziale e tale è anche la soluzione generale della (21), espressa da:

$$(24) \qquad v = A\, v_1 + B\, v_2 = A\, e^{x_1 t} + B\, e^{x_2 t} \ ,$$

(dove A e B sono due costanti i cui valori dipendono dalle condizioni iniziali): essa esprime la legge della scarica aperiodica del condensatore.

Se invece R è inferiore alla *resistenza critica* $R_c = 2\sqrt{L/C}$, il discriminante delle (23) è negativo e x_1, x_2 sono complesse coniugate. Ponendo:

$$(25) \qquad \alpha = \frac{R}{2L} \quad ; \quad \omega_{os} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} = \omega_o \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}} \ ,$$

le (23) possono scriversi:

$$x_1 = -\alpha + j\,\omega_{os} \quad ; \quad x_2 = -\alpha - j\,\omega_{os} \ .$$

Gli integrali particolari v_1 e v_2 assumono, allora, le espressioni:

$$(26) \qquad \begin{cases} v_1 = e^{x_1 t} = e^{(-\alpha + j\omega_{os} t)} = e^{-\alpha t} (\cos \omega_{os} t - j \operatorname{sen} \omega_{os} t) \ , \\ v_2 = e^{x_2 t} = e^{(-\alpha + j\omega_{os} t)} = e^{-\alpha t} (\cos \omega_{os} t + j \operatorname{sen} \omega_{os} t) \ . \end{cases}$$

Sono integrali particolari della (21) anche le espressioni $(v_1 + v_2)$ e $(v_1 - v_2)$ moltiplicate per una qualunque costante:

$$(27) \qquad \begin{cases} h(v_1 + v_2) = 2\ h\, e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_{os} t \ , \\ k(v_1 - v_2) = 2j\, k\, e^{-\alpha t} \cos \omega_{os} t \ . \end{cases}$$

Poichè h e k sono completamente arbitrari è conveniente porre $h = 1/2$, $k = -1/2j$. Sono dunque integrali particolari le espressioni:

$$(28) \qquad e^{-\alpha t} \cos \omega_{os} t \quad ; \quad e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_{os} t \ .$$

La soluzione generale dell'equazione 21 sarà allora:

$$(29) \qquad v = e^{-\alpha t}\,(A_1 \cos \omega_{os}\, t + B_1 \operatorname{sen} \omega_{os}\, t) \ .$$

Alle costanti A_1, B_1 è conveniente sostituire altre due costanti V e φ, scelte in modo tale che sussistano le uguaglianze ([22]):

$$(30) \qquad V \cos \varphi = A_1 \quad ; \quad V \operatorname{sen} \varphi = B_1 \ .$$

Con questa posizione la (29) diviene:

$$(31) \qquad v = V e^{-\alpha t} \cos (\omega_{os}\, t - \varphi) \ .$$

La determinazione delle costanti V e φ si effettua tenendo presente che all'istante $t=0$ in cui si inizia la scarica (fig. 19) deve essere:

$$(32) \qquad v = E \quad ; \quad i = 0 \quad (\text{per } t=0) \ .$$

Ma il valore di i si ricava dalla (31) tenendo presente che è $i = C\dfrac{dv}{dt}$:

$$(33) \qquad i = -CV e^{-\alpha t}\,[\alpha \cos (\omega_{os}\, t - \varphi) + \omega_o \operatorname{sen} (\omega_{os}\, t - \varphi)] \ .$$

Ponendo $t=0$ nelle (31) e (33), tenendo conto della (32), si ricava:

$$(34) \qquad \begin{cases} V \cos \varphi = E \ , \\ \alpha \cos \varphi - \omega_{os} \operatorname{sen} \varphi = 0 \ . \end{cases}$$

e quindi:

$$(35) \qquad V = \frac{E}{\cos \varphi} \quad , \quad \operatorname{tang} \varphi = \frac{\alpha}{\omega_{os}} \ .$$

Queste formule, insieme con la (31) ed i valori (25) di α ed ω_{os} risolvono il problema propostoci; l'andamento in funzione del tempo della tensione v ai capi di C è cosinusoidale smorzato. La frequenza dell'oscillazione è $f_{os} = \omega_{os}/2\pi$, la fase è $\varphi = arctang\, \alpha/\omega_{os}$; l'ampiezza, che inizialmente ha il valore $V = E/\cos\varphi$, decresce esponenzialmente con costante di tempo $1/\alpha = 2L/R$.

Per caratterizzare lo smorzamento, in analogia con quanto si fa

---

([22]) - Dividendo membro a membro la seconda e la prima delle relazioni (30) si ottiene $tang\, \varphi = B_1/A_1$; elevandole, invece, al quadrato e sommandole membro a membro, si ottiene $V^2 = A_1^2 + B_1^2$. Le due nuove costanti V, φ sono dunque legate ad A_1, B_1 dalle relazioni:

$$V = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad , \quad arctang\, \varphi = B_1/A_1 \ .$$

per le oscillazioni meccaniche, si considera il cosidetto *decremento logaritmico* δ, che è il logaritmo naturale del rapporto fra le ampiezze di due oscillazioni successive. Al suo calcolo si giunge nel modo seguente: detto t_1 l'istante in cui l'oscillazione presenta un particolare massimo, il massimo successivo si ha all'istante $t_2 = t_1 + T_{os}$, essendo $T_{os} = 1/f_{os}$ il periodo dell'oscillazione. Nei due istanti, i valori della tensione v saranno:

$$(36) \qquad V_1 = V e^{-\alpha t_1} \quad , \quad V_2 = V e^{-\alpha (t_1 + T_{os})} \, ,$$

per cui si ha:

$$(37) \qquad \delta = log \frac{V_1}{V_2} = log \, e^{\alpha T_{os}} = \alpha \, T_{os} = \frac{R}{2L} \frac{1}{f_{os}} \, .$$

Nel caso in cui lo smorzamento è molto piccolo, f_{os} coincide praticamente con $f_o = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ e si ha allora:

$$(38) \qquad \delta \cong \frac{R}{2L} \frac{1}{f_o} \cong \pi R \sqrt{\frac{C}{L}} \; ;$$

nel caso invece in cui la resistenza R tende a divenire uguale alla resistenza critica R_c, f_{os} tende a zero e pertanto δ tende a divenire infinitamente grande.

11. — **Alcune nozioni sulla serie di Fourier utili per l'elettronica.**

La scomposizione dei segnali reali in oscillazioni sinusoidali (n. 4) e molte altre proprietà dei segnali che hanno grande importanza per l'elettronica, hanno la loro base logica nel teorema di Fourier.

Secondo questo ogni *funzione periodica* $y = f(t)$ che entro il periodo T è ad un sol valore, finita e continua, o con un numero finito di discontinuità, può essere rappresentata dalla serie trigonometrica:

$$(1) \qquad f(t) = A_o + \begin{cases} A_1 \cos \omega_o t + A_2 \cos 2\omega_o t + \ldots + A_n \cos n\omega_o t + \ldots \\ B_1 \operatorname{sen} \omega_o t + B_2 \operatorname{sen} 2\omega_o t + \ldots + B_n \operatorname{sen} n\omega_o t + \ldots \, , \end{cases}$$

dove è $\omega_o = 2\pi/T$; il primo termine della serie, A_o, è il *valor medio* della funzione data:

$$(2) \qquad A_o = \frac{1}{T} \int_o^T f(t) \, dt \, .$$

I coefficienti generici A_n, B_n sono i valori medi delle funzioni:

$$(3) \qquad f(t)\cos n\omega_o t \quad , \quad f(t)\,sen\, n\omega_o t \ ;$$

se ne deduce che le espressioni di A_n e B_n sono pertanto le seguenti:

$$(4) \qquad A_n=\frac{2}{T}\int_o^T f(t)\cos n\omega_o t\,dt \quad , \quad B_n=\frac{2}{T}\int_o^T f(t)\,sen\, n\omega_o t\,dt \ .$$

La valutazione di A_o e dei coefficienti A_n, B_n può essere fatta col calcolo oppure per via grafica. Si può dare alla (1) una forma spesso più utile per l'elettronica mediante la formula trigonometrica ([23]):

$$(5) \qquad A\cos\alpha+B\,sen\,\alpha=Y\,sen\,(\alpha+\varphi) \ ,$$

dove è:

$$(6) \qquad Y=\sqrt{A^2+B^2} \quad , \quad \varphi=arctang\,\frac{A}{B} \cdot$$

Eseguendo tale trasformazione nella (1) per le coppie di termini di uguale indice, si ottiene la notevole espressione:

$$(7) \qquad f(t)=Y_m+Y_1\,sen\,(\omega_o t+\varphi_1)+Y_2\,sen\,(2\omega_o t+\varphi_2)\ldots+Y_n\,sen\,(n\omega_o t+\varphi_n)+\ldots \ ,$$

dove Y_m, Y_n, φ_n sono legati ad A_o, A_n, B_n dalle relazioni:

$$(8) \qquad Y_m=A_o \quad , \quad Y_n=\sqrt{A_n^2+B_n^2} \quad , \quad \varphi_n=arctang\,\frac{A_n}{B_n} \cdot$$

La funzione periodica appare quindi la somma di un termine costante e di armoniche con varie ampiezze e fasi, dipendenti dalla forma particolare della funzione data. Nella figura 21 è mostrata, a titolo di esempio, la *composizione armonica* di una particolare funzione periodica

---

([23]) - Posto $A=Y\,sen\,\varphi$, $B=Y\cos\varphi$, si ha:

$$A\cos\alpha+B\,sen\,\alpha=Y\,(sen\,\varphi\cos\alpha+\cos\varphi\,sen\,\alpha)=Y\,sen\,(\varphi+\alpha) \ ,$$

da cui deriva la (5). D'altra parte, elevando a quadrato le espressioni di A e B e sommandole membro a membro, si ottiene:

$$A^2+B^2=Y^2\,(sen^2\varphi+\cos^2\varphi)=Y^2 \ ,$$

da cui deriva la prima delle formule (6). La seconda si ottiene invece semplicemente dividendo fra loro le espressioni di A e B: $A/B=Y\,sen\,\varphi/Y\cos\varphi=tang\,\varphi$

$f(t)$, utile per lo studio degli amplificatori di segnali in alta frequenza: gli impulsi sono frazioni (*picchi*) di sinusoide corrispondenti ad un terzo di periodo ($\omega t = \theta = 120°$). La funzione $f(t)$ risulta la somma di un termine costante Y_m, di quattro funzioni sinusoidali con frequenze $f_o = 1/T$, $2f_o$, $3f_o$, $4f_o$ ed ampiezze Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, oltre ad innumerevoli altre *armoniche* con ampiezze troppo piccole per essere rappresentate graficamente. La componente costante e le ampiezze delle quattro armoniche sono riportate in funzione della frequenza, nel diagramma a righe della stessa figura; tale diagramma, che è detto *spettro di ampiezza* della funzione periodica data, costituisce un mezzo comodo ed espressivo per indicare graficamente la composizione armonica di una funzione.

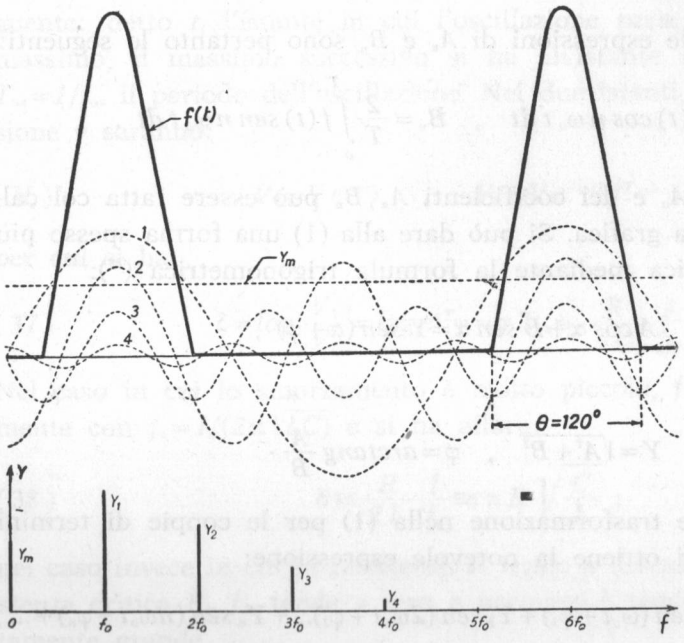


Fig. 21 — Composizione armonica di una funzione periodica $f(t)$ (costituita da picchi di sinusoide) e spettro di ampiezza corrispondente.

Esistono dei casi particolari di funzioni periodiche per i quali la serie di Fourier subisce interessanti semplificazioni; ne esamineremo tre, utili per lo studio dell'elettronica.

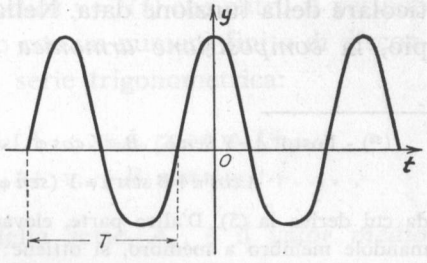


Fig. 22 — Funzione simmetrica rispetto all'asse delle ordinate.

1) Se nel diagramma della funzione periodica la parte a destra dell'asse delle ordinate è perfettamente simmetrica di quella a sinistra,

come nella figura 22, nello sviluppo (1) sono nulli tutti i termini col *seno* e quindi nella (7) è $B_n \, sen \, n \, \omega_0 \, t = 0$. Si ha dunque:

$$(9) \qquad f(t) = A_0 + A \cos \omega_0 t + A_2 \cos 2\omega_0 t + \ldots + A_n \cos n\omega_0 t + \ldots .$$

La funzione nelle condizioni precedenti suole denominarsi *pari.*

2) Se nel diagramma della funzione periodica le aree comprese al

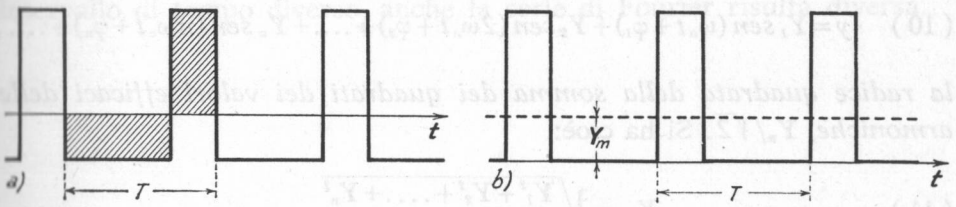


Fig. 23 — Funzione con valor medio nullo (*alternativa*) e con valor medio Y_m.

di sopra ed al di sotto dell'asse delle ascisse sono uguali (fig. 23 *a*), manca nella serie di Fourier il termine costante, il quale rappresenta il *valor medio* della funzione: questa si dice, in tali condizioni, *alternativa.* Se si sottrae ad una qualunque funzione periodica il suo valor medio Y_m, si ottiene sempre una funzione alternativa; ad esempio, se si sottrae Y_m dalla funzione indicata nella figura 23 *b*) si riottiene la funzione alternativa *a*).

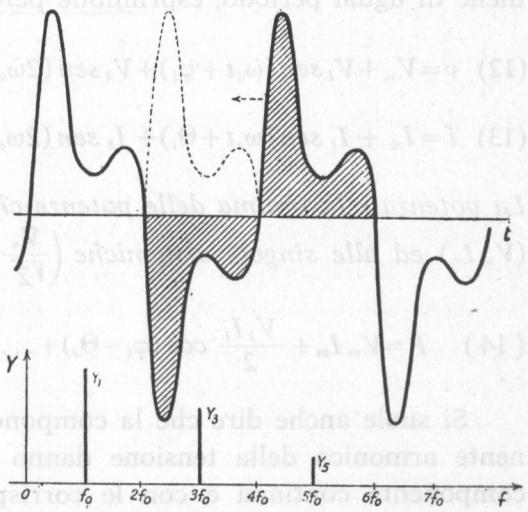


Fig. 24 — Funzione contenente solo armoniche dispari e spettro di ampiezza corrispondente.

3) Se i due semiperiodi di una *funzione alternativa* (eventualmente ottenuta da una generica funzione periodica sottraendo il valor medio Y_m) sono esattamente simmetrici, così che facendo scorrere due mezzi periodi successivi l'uno sull'altro fino a che gli estremi coincidano, essi risultino l'uno l'immagine speculare dell'altro (fig. 24), nella serie di Fourier *sono nulli*

tutti i termini di indice pari. La funzione contiene dunque solo armoniche dispari.

Esamineremo ora due applicazioni dello sviluppo di Fourier strettamente attinenti ai circuiti ed una relativa alla scomposizione dei segnali reali in segnali sinusoidali.

a) VALORE EFFICACE DI UNA FUNZIONE ALTERNATA. Si chiama *valore efficace*, Y_{eff}, di una generica funzione alternativa:

$$(10)\qquad y = Y_1 \operatorname{sen}(\omega_0 t + \varphi_1) + Y_2 \operatorname{sen}(2\omega_0 t + \varphi_2) + \ldots + Y_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t + \varphi_n) + \ldots,$$

la radice quadrata della somma dei quadrati dei valori efficaci delle armoniche, $Y_n/\sqrt{2}$. Si ha cioè:

$$(11)\qquad Y_{eff} = \sqrt{\frac{Y_1^2 + Y_2^2 + \ldots + Y_n^2}{2}}.$$

b) POTENZA IN UN CIRCUITO IN REGIME PERIODICO NON SINUSOIDALE. In un circuito elettrico tensione e corrente siano due funzioni periodiche di ugual periodo, esprimibile perciò mediante i due sviluppi:

$$(12)\qquad v = V_m + V_1 \operatorname{sen}(\omega_0 t + \varphi_1) + V_2 \operatorname{sen}(2\omega_0 t + \varphi_2) + \ldots + V_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t + \varphi_n) + \ldots,$$

$$(13)\qquad i = I_m + I_1 \operatorname{sen}(\omega_0 t + \Theta_1) + I_2 \operatorname{sen}(2\omega_0 t + \Theta_2) + \ldots + I_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t + \Theta_n) + \ldots.$$

La potenza è la somma delle potenze che competono ai termini costanti $(V_m I_m)$ *ed alle singole armoniche* $\left(\frac{V_n}{\sqrt{2}} \frac{I_n}{\sqrt{2}} \cos[\varphi_n - \Theta_n]\right)$:

$$(14)\qquad P = V_m I_m + \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\varphi_1 - \Theta_1) + \ldots + \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \Theta_n) + \ldots.$$

Si suole anche dire che la componente continua e ciascuna componente armonica della tensione danno potenza rispettivamente con la componente continua e con le corrispondenti componenti armoniche della corrente e solo con esse.

c) SCOMPOSIZIONE IN SERIE DI FOURIER DI UNA FUNZIONE NON PERIODICA, LIMITATAMENTE AD UN INTERVALLO DI TEMPO DEFINITO. Se una funzione $y = f(t)$ non è periodica, non è possibile svilupparla in serie di Fourier; ma se si considera un intervallo definito di tempo Δt, la cosa diviene

possibile immaginando che il tratto interessato della funzione faccia parte, per così dire, di una funzione periodica di periodo Δt (e quindi di frequenza $f_0 = 1/\Delta t$), la quale ripeta periodicamente l'andamento che ha entro l'intervallo considerato. Naturalmente la sviluppabilità in serie di Fourier è subordinata al fatto che la funzione soddisfi entro Δt alle condizioni già dette per la funzione periodica ([24]). La serie di Fourier, in queste condizioni, eguaglia la funzione data *entro l'intervallo* Δt *considerato*, mentre si discosta da $f(t)$ fuori di esso; se si considera poi un intervallo di tempo diverso, anche la serie di Fourier risulta diversa.

([24]) - Escluso, al più, un numero finito di punti, la funzione deve essere continua e derivabile, con derivata limitata.

CAPITOLO II

CIRCUITI LINEARI IN REGIME SINUSOIDALE BIPOLI PASSIVI ED ATTIVI

1. — Studio dei circuiti con segnali sinusoidali. Circuiti lineari e non lineari. Principio di sovrapposizione.

Il metodo di studio dei circuiti con segnali di prova sinusoidali (studio in *regime sinusoidale*), di cui si è detto nel Cap. I (n. 4), consiste nell'applicare al circuito in esame un segnale sinusoidale (tensione o corrente) e di determinare, sperimentalmente o col calcolo, le tensioni o le correnti che nascono nel circuito sotto l'azione del segnale applicato. La prova deve essere fatta non per una sola frequenza, ma per tutte le possibili frequenze su cui il circuito stesso sarà chiamato ad operare, nel senso detto nel n. 4 del capitolo precedente ([1]): negli apparati elettronici (e specialmente in quelli destinati alle telecomunicazioni) tali frequenze possono estendersi a milioni di hertz e finanche a migliaia di milioni di hertz.

La prova con segnali sinusoidali permette subito di distinguere i circuiti in due grandi categorie: a) *circuiti lineari*, nei quali le correnti e le tensioni che nascono sotto l'azione del segnale sinusoidale sono anch'esse sinusoidali; b) *circuiti non lineari*, nei quali le correnti e le tensioni prodotte da un segnale sinusoidale non sono più sinusoidali.

([1]) - Cioè per tutte le frequenze contenute nella *banda di frequenza* relativa agli effettivi segnali su cui il circuito dovrà operare.

I circuiti che appartengono a questa categoria comprendono generalmente tubi elettronici o transistori; un esempio, probabilmente a tutti noto (²) è costituito dal *raddrizzatore* che fa corrispondere ad una tensione sinusoidale una corrente *pulsante* (fig. 1). Appartengono invece alla prima categoria i circuiti composti da *resistori, induttori* (bobine), *condensatori, mutue induttanze,* ma anche tubi elettronici e transistori purchè adoperati con precauzioni particolari che vedremo nel seguito del nostro studio.

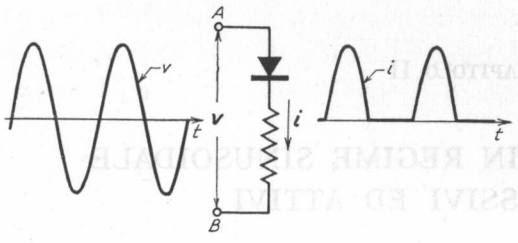


Fig. 1 — Esempio di circuito *non lineare*: ad una tensione sinusoidale *v* fa corrispondere una corrente *i pulsante*.

I circuiti lineari sono i circuiti più semplici: il loro studio con segnali sinusoidali porta a conclusioni pratiche immediate perchè per essi vale l'importantissimo *principio di sovrapposizione* (di Helmholtz). Questo è un principio molto generale, utilizzato anche in altri campi della fisica, che, per quanto riguarda i segnali, può esprimersi nel modo seguente: *se ad un circuito lineare si applicano due o più segnali diversi,* $e_1, e_2, \ldots$, *la tensione v e la corrente i da essi provocate in un punto qualsiasi del circuito sono la somma delle tensioni* $v_1, v_2, \ldots$ *e delle correnti* $i_1, i_2, \ldots$ *che sarebbero state prodotte dai singoli segnali applicati separatamente.* È tale principio, insieme con la possibilità di scomposizione di un segnale generico in segnali sinusoidali (Cap. I, n. 4, fig. 9), che dà utilità e valore allo studio dei circuiti in regime sinusoidale; se si scompone, infatti, un qualsiasi segnale in segnali sinusoidali ed è noto il comportamento di un circuito per ciascuno di questi, risulta automaticamente noto il comportamento del circuito per il segnale complessivo. Questa possibilità non esiste per i circuiti non lineari, perchè *per essi non vale il principio di sovrapposizione* e da ciò deriva una maggiore difficoltà per il loro studio, come vedremo in particolare nel Cap. IV (n. 12) e nel Cap. XII (n. 3).

(²) - Ma che formerà oggetto di studio approfondito in seguito (Cap. VIII).

2. — Studio in regime sinusoidale dei circuiti lineari.

Lo studio in regime sinusoidale dei circuiti lineari che interessano la tecnica elettronica si compie con gli stessi metodi che si usano nell'elettrotecnica.

Ricordiamo che l'espressione trigonometrica di un segnale sinusoidale (tensione o corrente) è la seguente:

$$(1) \qquad a = A\,sen\,(\omega t + \alpha)\ ,$$

dove a è il *valore istantaneo*, A l'*ampiezza* (3), α la *fase* (4), ed ω è la *pulsazione*, legata alla frequenza f ed al periodo T dalle relazioni (5):

$$(2) \qquad \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}\ .$$

Per rappresentare una tensione od una corrente sinusoidale si usa, oltre che l'espressione trigonometrica (1), un *vettore rappresentativo* $\overline{A}$

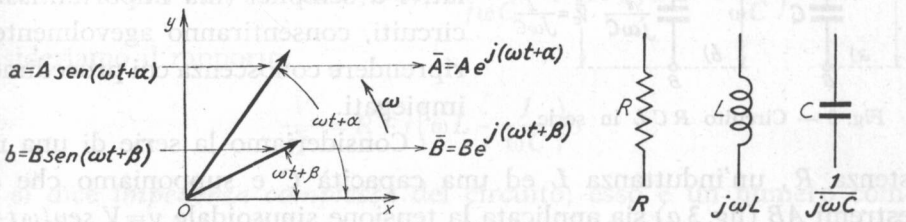


Fig. 2 — Rappresentazione vettoriale e simbolica delle grandezze sinusoidali. Elementi dei circuiti in regime sinusoidale.

(fig. 2) di *modulo* (lunghezza) A, ruotante attorno all'origine con velocità angolare ω in senso antiorario e formante al tempo zero un angolo α con l'asse delle ascisse del sistema di riferimento. Per il calcolo dei circuiti ci varremo qualche volta del metodo grafico vettoriale, immagi-

---

(3) - In elettrotecnica si usa indicare con la lettera maiuscola, invece che l'ampiezza, il *valore efficace*, che indicheremo invece A_{eff}; esso è legato all'ampiezza dalla nota relazione $A_{eff} = A/\sqrt{2}$ ed esprime la radice quadrata della media dei quadrati dei valori assunti da a nel periodo.

(4) - La *fase* è un angolo e si misura perciò in *radianti*; è però molto comune darne il valore in gradi.

(5) - Il periodo si misura in *secondi*; la pulsazione si misura in *radianti al secondo*; la frequenza, come si è già detto, si misura in *hertz*. Peraltro, tanto l'*hertz* che il *radiante al secondo* hanno le dimensioni di sec^{-1}.

nando i vettori rappresentativi bloccati all'istante iniziale ($t=0$); più spesso, però, useremo il *metodo simbolico*, indicando i vettori rappresentativi con numeri complessi, generalmente espressi nella forma esponenziale (6), come si è fatto nella figura 2.

Coll'uso del metodo simbolico i circuiti possono studiarsi formalmente *come se fossero in corrente continua*: valgono infatti le medesime proprietà e le stesse formule, pur di sostituire alle tensioni ed alle correnti sinusoidali, $v=V\,sen(\omega t+\alpha)$ ed $i=I\,sen(\omega t+\beta)$, i vettori rotanti corrispondenti, rappresentati coi numeri complessi $\overline{V}=Ve^{j(\omega t+\alpha)}$, $\overline{I}=Ie^{j(\omega t+\beta)}$ ed agli elementi circuitali indicati nella figura 2 la *resistenza* R, la *reattanza induttiva* $j\omega L$ e la *reattanza capacitiva* $1/j\omega C$, da considerarsi come altrettante resistenze (*reale* la prima, *immaginarie* le altre due). Alcuni esempi, relativi a semplici (ma importantissimi) circuiti, consentiranno agevolmente di riprendere conoscenza coi procedimenti impiegati.

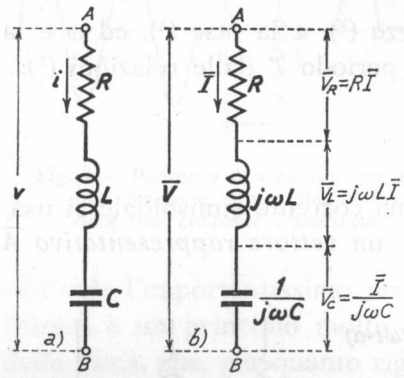


Fig. 3 — Circuito $R\,C\,L$ in serie.

Consideriamo la serie di una resistenza R, un'induttanza L ed una capacità C e supponiamo che agli estremi AB (fig. 3 *a*) sia applicata la tensione sinusoidale $v=V\,sen(\omega t+\alpha)$ a cui corrisponda nel circuito la corrente $i=I\,sen(\omega t+\beta)$. Interessa co-

---

(6) - La forma esponenziale del numero complesso, $\overline{A}=A\,e^{j(\omega t+\alpha)}$, ha il grande pregio di offrire un immediata corrispondenza fra il *modulo* A del numero complesso e l'*ampiezza* A della grandezza sinusoidale e fra l'*argomento* $\omega t+\alpha$ e l'*argomento* del seno. Le altre forme del numero complesso sono quella trigonometrica e quella cartesiana o algebrica. Scrivendo per semplicità $\omega t+\alpha=\gamma$, le altre forme di scrittura del numero complesso sono:

$$\overline{A}=a\,e^{j\gamma}=A\cos\gamma+jA\,sen\gamma=A_x+jA_y\ ;$$

la *parte reale*, $A_x=A\cos\gamma$, ed il coefficiente $A_y=A\,sen\gamma$ dell'unità immaginaria j (*coefficiente dell'immaginario*), sono le proiezioni del vettore $\overline{A}$ (fig. 2) sugli assi delle ascisse e delle ordinate. Note A_y ed A_x, il modulo A e l'argomento γ sono espressi dalle formule:

$$A=\sqrt{A_x^2+A_y^2}\quad,\quad tang\,\gamma=A_y/A_x\ .$$

Per nozioni più complete e precise sui numeri complessi si veda il testo: U. FEDERIGHI, L. GIULIANO - *Matematica per fisici, ingegneri, naturalisti* - Vol. I, parte I, Cap. VIII (Ed. C. Cursi, Pisa).

noscere le relazioni fra le ampiezze e le fasi di v ed i e vedere come esse si modificano al variare della frequenza.

La relazione fra le ampiezze della tensione e della corrente è bene caratterizzata dal rapporto:

$$Z=\frac{V}{I}, \tag{3}$$

che, come è noto, si chiama *impedenza* del circuito in esame; la relazione fra le fasi è bene caratterizzata dalla differenza delle due fasi stesse:

$$\varphi=\alpha-\beta, \tag{4}$$

che rappresenta lo *sfasamento* fra tensione e corrente ([7]). I valori di Z e φ possono ricavarsi sostituendo al circuito reale *a*) della figura 3 il circuito simbolico *b*) ed applicando ad esso semplicemente la legge di Ohm; si ha manifestamente:

$$\overline{V}=\overline{V}_R+\overline{V}_L+\overline{V}_C=R\overline{I}+j\omega L\overline{I}+\frac{\overline{I}}{j\omega C}=\overline{I}\left(R+j\omega L-\frac{j}{\omega C}\right). \tag{5}$$

Consideriamo il rapporto:

$$\frac{\overline{V}}{\overline{I}}=R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right), \tag{6}$$

che si dice *impedenza complessa* del circuito; esso è un numero complesso il cui modulo ed il cui argomento hanno i valori:

$$\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}\quad,\quad arctang\ \frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R}. \tag{7}$$

Per quanto riguarda il primo membro delle (6), sostituendo a $\overline{V}$ ed $\overline{I}$ le loro espressioni esponenziali, si ha:

$$\frac{\overline{V}}{\overline{I}}=\frac{Ve^{j(\omega t+\alpha)}}{Ie^{j(\omega t+\beta)}}=\frac{V}{I}e^{j(\alpha-\beta)}; \tag{8}$$

d'altra parte, tenendo conto della (3) e della (4), si può scrivere:

$$\frac{\overline{V}}{\overline{I}}=\overline{Z}=Z\,e^{j\varphi}. \tag{9}$$

([7]) - Lo sfasamento fra corrente e tensione è manifestamente $\beta-\alpha=-\varphi$.

Ne deduciamo che *il modulo dell'impedenza complessa* $\overline{Z}=\overline{V}/\overline{I}$ *coincide con l'impedenza* Z *del circuito originario, mentre l'argomento di* $\overline{Z}$ *coincide con lo sfasamento* φ *fra tensione e corrente.* Valendosi delle (7) si possono allora scrivere le relazioni:

$$(10) \qquad Z=\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad , \quad \varphi=arctang\,\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R} \, ,$$

le quali consentono, nel circuito originario *a*) della figura 3, di calcolare i se è noto v e viceversa; ad esempio, se è $V=V_0$ ed $\alpha=0$, per la (3) e la (4) si ha $I=V_0/Z$, $\beta=-\varphi$, così che le espressioni della tensione e della corrente risultano:

$$(11) \qquad v=V_0\,sen\omega t \quad , \quad i=\frac{V_0}{Z}\,sen(\omega t-\varphi) \, ,$$

dove Z e φ sono espresse dalle formule (10). Sarà ora sufficiente determinare il modo di variare di Z e φ in funzione di $\omega=2\pi f$ per dedurne l'andamento di i; ma su questo argomento torneremo nel n. 3.

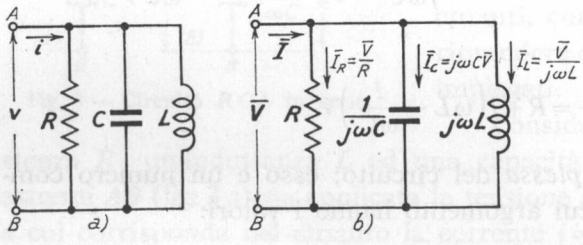


Fig. 4 — Circuito RLC in parallelo.

Come secondo esempio, consideriamo il circuito *a*) della figura 4, in cui, come in precedenza, interessa conoscere le relazioni fra le ampiezze (V, I) e fra le fasi (α, β) della tensione v e della corrente i.

Dal circuito simbolico *b*) della figura 4 si ricava $\overline{I}=\overline{I}_R+\overline{I}_C+\overline{I}_L$, da cui:

$$(12) \qquad \overline{I}=\frac{\overline{V}}{R}+j\omega C\overline{V}+\frac{\overline{V}}{j\omega L}=\overline{V}\left(\frac{1}{R}+j\omega C-\frac{j}{\omega L}\right) ,$$

ed ancora:

$$(13) \qquad \frac{\overline{I}}{\overline{V}}=\frac{1}{R}+j\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right) .$$

Il rapporto $\overline{Y}=\overline{I}/\overline{V}$ si dice *ammettenza complessa* del circuito ed è l'inverso dell'impedenza complessa $\overline{Z}=\overline{V}/\overline{I}$: il suo modulo Y è il rapporto

dei moduli di $\overline{I}$ e $\overline{V}$, $Y=I/V$, e pertanto coincide col rapporto fra le ampiezze della corrente i e della tensione v nel circuito originario a) e cioè con l'*ammettenza* di questo. L'argomento di $\overline{Y}=\overline{I}/\overline{V}$, essendo la differenza fra gli argomenti di $\overline{I}$ e di $\overline{V}$, ha il valore $\psi=\beta-\alpha$ [8]) e rappresenta pertanto *lo sfasamento* ψ *fra corrente e tensione* nel circuito originario. Ricavando dalla (13) il modulo e l'argomento di $\overline{Y}=\overline{I}/\overline{V}$ si ricavano dunque immediatamente l'ammettenza Y e lo sfasamento ψ fra i e v del circuito in esame. Esse risultano:

$$(14)\qquad Y=\frac{I}{V}=\sqrt{\frac{1}{R^2}+\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)^2}\quad,\quad \psi=arctang\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)R\ ,$$

e consentono, nel circuito originario a), di calcolare v se è noto i e viceversa; ad esempio, se è $v=V_0$, $\alpha=0$, si ha $I=YV$, $\beta=\psi$ e pertanto le espressioni della tensione e della corrente risultano:

$$(15)\qquad v=V_0\,sen\omega t\quad,\quad i=YV\,sen(\omega t+\psi)\ .$$

Il calcolo del circuito dovrà poi essere completato colla determinazione della dipendenza della corrente dalla frequenza, ma di ciò sarà detto nel paragrafo seguente.

Il metodo che si è richiamato mediante i due esempi risulta, dopo un po' di esercizio, talmente semplice, che non è necessario ridisegnare il circuito simbolico come si è fatto a scopo didattico nelle figure 3 e 4; è sufficiente operare nel circuito reale, non dimenticando però di considerare $\overline{V}$ ed $\overline{I}$ al posto dell'effettiva tensione v e dell'effettiva corrente i; con questa convenzione, nella figura 5 sono ridisegnati i circuiti RCL in serie ed in parallelo che abbiamo studiato in precedenza.

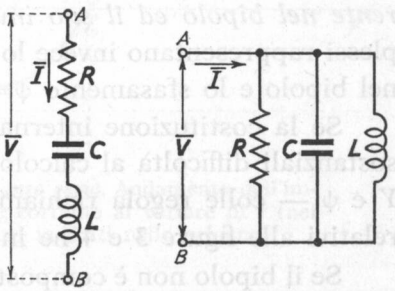


Fig. 5 — Notazione simbolica nei circuiti RCL serie e parallelo.

[8]) - Gli argomenti di $\overline{I}$ e $\overline{V}$ sono $\omega t+\beta$ ed $\omega t+\alpha$, per cui risulta $\psi=\omega t+\beta-\omega t-\alpha=\beta-\alpha$.

3. — Bipoli passivi: comportamento in funzione della frequenza.

Come si è detto nel Cap. I (n. 2), si chiama *bipolo* un circuito elettrico con una sola coppia di morsetti; se nel circuito sono compresi generatori il bipolo si dice *attivo* (ed il suo studio sarà svolto nel n. 11), altrimenti si dice *passivo*. Ci occuperemo qui dei bipoli passivi *lineari*, di cui due esempi sono i circuiti RCL considerati nel numero precedente (fig. 5).

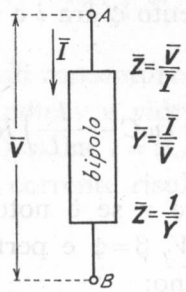


Fig. 6 — Bipolo passivo.

Lo studio del bipolo passivo si compie valendosi delle nozioni (già introdotte nel n. 2) di *impedenza complessa* $\overline{Z}$ e di *ammettenza complessa* $\overline{Y}$; $\overline{Z}$ è il rapporto fra i numeri complessi $\overline{V}, \overline{I}$ che rappresentano la tensione sinusoidale ai morsetti del bipolo e la corrente, pure sinusoidale, che l'attraversa (fig. 6); $\overline{Y}$ è il rapporto (inverso del precedente) fra la corrente $\overline{I}$ e la tensione $\overline{V}$. I moduli di $\overline{Z}$ ed $\overline{Y}$ rappresentano l'*impedenza* Z e l'*ammettenza* Y del bipolo, che sono rispettivamente *il rapporto fra le ampiezze della tensione e della corrente nel bipolo ed il suo inverso*. Gli argomenti dei due numeri complessi rappresentano invece lo sfasamento φ fra la tensione e la corrente nel bipolo e lo sfasamento $\psi = -\varphi$ fra corrente e tensione.

Se la costituzione interna del bipolo è nota, si può giungere senza sostanziali difficoltà al calcolo di $\overline{Z}$ o di $\overline{Y}$ (9) — e quindi di Z e φ o di Y e ψ — colle regola richiamate nel numero precedente: i due esempi relativi alle figure 3 e 4 ne indicano chiaramente il metodo.

Se il bipolo non è composto di pure resistenze, ma contiene reattanze induttive ($j\omega L$) o capacitive ($1/j\omega C$) i valori di $\overline{Z}$ e di $\overline{Y}$, che si ottengono, dipendono dal valore della pulsazione $\omega = 2\pi f$. Poichè lo studio dei circuiti in regime sinusoidale viene compiuto per dedurne il comportamento con segnali reali (considerati come sovrapposizione di se-

---

(9) - A seconda della struttura interna, può risultare più facile il calcolo di $\overline{Z}$ o di $\overline{Y}$: se gli elementi costituenti il bipolo sono prevalentemente in serie (come nella figura 3 *a*) è più facile il calcolo di $\overline{Z}$; mentre è più facile il calcolo di $\overline{Y}$ se gli elementi sono prevalentemente in parallelo come nella fig. 4. Determinata l'impedenza $\overline{Z}$, si calcola $\overline{Y} = 1/\overline{Z}$ e viceversa.

gnali sinusoidali: n. 1), occorrerà conoscere i valori di Z e φ (o di Y e ψ) non ad una sola frequenza, ma per ogni possibile frequenza. Normalmente i risultati vengono rappresentati con curve che esprimono l'andamento di Z e φ (o di Y e ψ) in funzione di f: ne vedremo un esempio per i due bipoli RCL già considerati nel paragrafo precedente (fig. 5), la cui importanza è molto grande per tutta la tecnica elettronica.

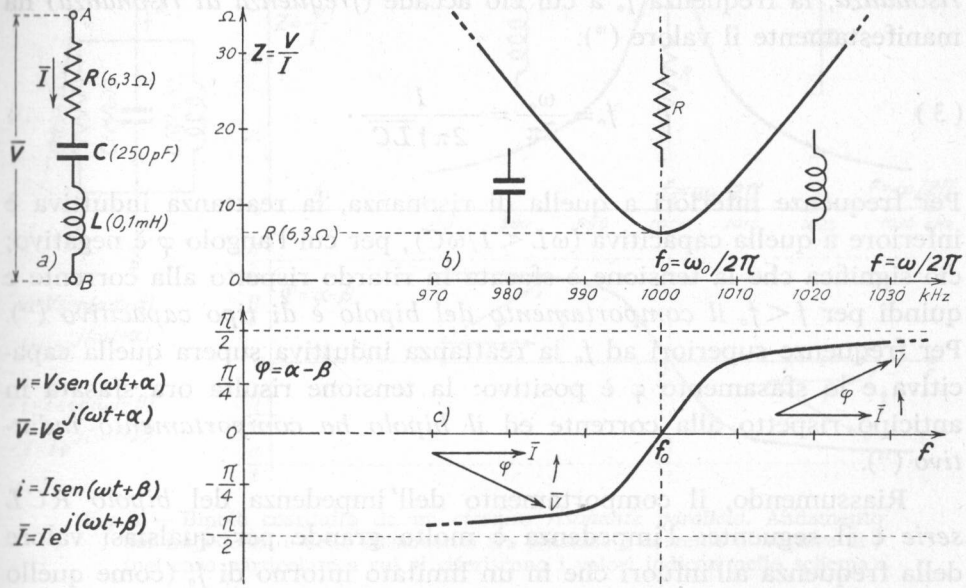


Fig. 7 — Bipolo costituito da un *circuito risonante serie*. Andamento dell'impedenza e dello sfasamento fra tensione e corrente al variare di f (nel caso particolare a cui si riferiscono i valori indicati nello schema).

Con riferimento allo schema della figura 3 ed alle formule (10) del n. 2, nel caso del bipolo RCL in serie (fig. 7 *a*) le espressioni dell'impedenza $Z=V/I$ e dello sfasamento fra tensione e corrente risultano:

$$(1) \qquad Z=\frac{V}{I}=\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad , \quad \varphi=arctang\,\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R} \; ;$$

i corrispondenti andamenti in funzione di $f=\omega/2\pi$ sono indicati nei diagrammi *b*) e *c*) della figura 7. La frequenza $f_0=\omega_0/2\pi$ a cui corrisponde il *minimo* valore di Z è quella per cui la reattanza complessiva $\omega L-1/\omega C$

si annulla e le espressioni (1) pertanto divengono:

$$(2) \qquad Z=\frac{V}{I}=R \quad , \quad \varphi=0 \; ;$$

quando è $f=f_o$, *il bipolo si comporta dunque come una pura resistenza di valore* R. È ben noto come, in tali condizioni, il circuito si dica *in risonanza*; la frequenza f_o a cui ciò accade (*frequenza di risonanza*) ha manifestamente il valore ([10]):

$$(3) \qquad f_o=\frac{\omega_o}{2\pi}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot$$

Per frequenze inferiori a quella di risonanza, la reattanza induttiva è inferiore a quella capacitiva ($\omega L<1/\omega C$), per cui l'angolo φ è negativo; ciò significa che la tensione è sfasata in ritardo rispetto alla corrente e quindi per $f<f_o$ *il comportamento del bipolo è di tipo capacitivo* ([11]). Per frequenze superiori ad f_o la reattanza induttiva supera quella capacitiva e lo sfasamento φ è positivo: la tensione risulta ora sfasata in anticipo rispetto alla corrente ed *il bipolo ha comportamento induttivo* ([12]).

Riassumendo, il comportamento dell'impedenza del *bipolo RCL serie* è il seguente: l'impedenza è molto grande per qualsiasi valore della frequenza all'infuori che in un limitato intorno di f_o (come quello considerato nella fig. 7). In tale intorno essa cala al crescere di f fino ad f_o, in cui è minima ed ha il valore R, poi cresce nuovamente (tendendo all'infinito); per $f=f_o$ l'impedenza si riduce alla sola resistenza, mentre per frequenze più basse e più alte il comportamento è prevalentemente capacitivo ($f<f_o$) ed induttivo ($f>f_o$).

Lo studio del comportamento del *bipolo RCL parallelo* (fig. 8 *a*) al

---

([10]) - Dalla condizione $\omega L-1/\omega C=0$ si ricava $\omega^2 LC=1$ da cui $\omega=\omega_o=1/\sqrt{LC}$.

([11]) - È questo il significato (a carattere puramente mnemonico) del simbolo di capacità posto vicino alla curva dell'impedenza per $f<f_o$ (fig. 6 *b*). Ricordiamo che in una capacità pura la tensione è sfasata in ritardo di $\pi/2$ rispetto alla corrente; a tale condizione tende il bipolo al progressivo diminuire di f al di sotto di f_o.

([12]) - Ricordiamo che in un'induttanza pura la tensione è sfasata in anticipo di $\pi/2$ rispetto alla corrente; a tale condizione tende il bipolo al progressivo aumentare di f di sopra di f_o.

variare della frequenza si compie in maniera analoga. Nel numero precedente sono già state ricavate le espressioni dell'ammettenza $Y=I/V$ e dello sfasamento ψ fra corrente e tensione; per stabilire, però, un paragone fra il comportamento del bipolo parallelo con quello del bipolo serie, conviene considerare l'impedenza $Z=1/Y$ e lo sfasamento $\varphi=-\psi$

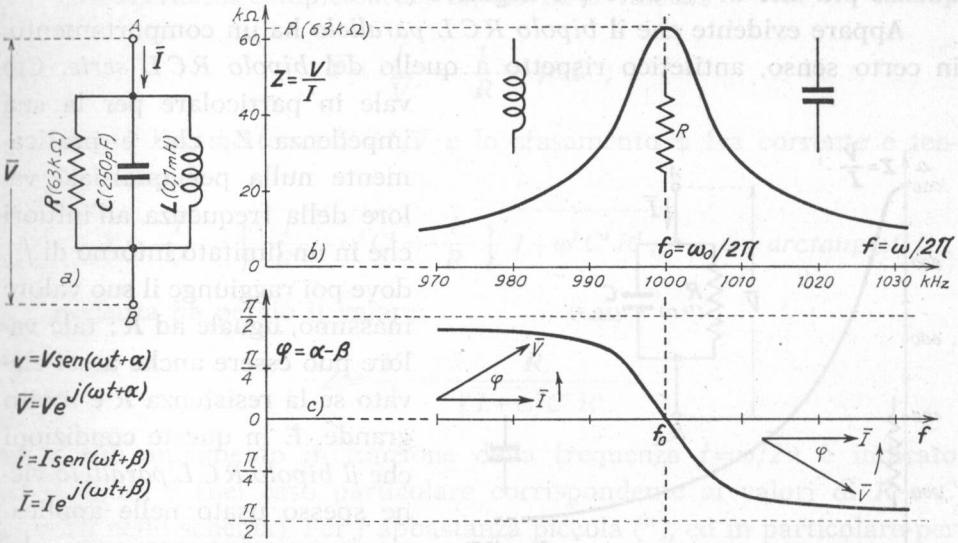


Fig. 8 — Bipolo costituito da un *circuito risonante parallelo*. Andamento dell'impedenza e dello sfasamento fra tensione e corrente al variare di f (nel caso particolare a cui si riferiscono i valori indicati nello schema).

fra tensione e corrente. Dalle espressioni (14) del n. 2 si ottiene subito:

$$(4)\qquad Z=\frac{V}{I}=\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2}+\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)^2}}\,;\qquad \varphi=arctang\left(\frac{1}{\omega L}-\omega C\right)R\,.$$

Come nel caso del *bipolo R C L serie* esiste anche qui una frequenza, che diremo *frequenza di risonanza*:

$$(5)\qquad f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\,,$$

in corrispondenza alla quale la reattanza induttiva e la reattanza capacitiva sono uguali fra loro ($\omega L=1/\omega C$). Per tale frequenza l'impedenza ha valore *massimo*, uguale ad R, e lo sfasamento φ è nullo; *per* $f=f_0$

il bipolo si comporta quindi come una pura resistenza. Al variare di f, l'impedenza Z e lo sfasamento φ variano nel modo indicato nei diagrammi *b)* e *c)* della figura 8: per frequenze più basse di f_o lo sfasamento φ fra tensione e corrente è positivo, e perciò il comportamento del bipolo è di tipo induttivo, mentre risulta di tipo capacitivo alle frequenze più alte di f_o, dove φ è negativo ([13]).

Appare evidente che il *bipolo R C L parallelo* ha un comportamento, in certo senso, antitetico rispetto a quello del *bipolo R C L serie.* Ciò vale in particolare per la sua impedenza Z, che è praticamente nulla per qualsiasi valore della frequenza all'infuori che in un limitato intorno di f_o, dove poi raggiunge il suo valore massimo, uguale ad R; tale valore può essere anche assai elevato se la resistenza R è molto grande. È in queste condizioni che *il bipolo R C L parallelo* viene spesso usato nelle applicazioni: propriamente come elemento capace di presentare impedenza molto alta entro una certa banda di frequenza (l'intorno di f_o) e molto piccola altrove. Per contro il *bipolo RCL serie*, usualmente con R assai piccola, viene usato quale elemento capace di presentare impedenza molto piccola entro una certa banda di frequenze (l'intorno di f_o) e molto alta altrove.

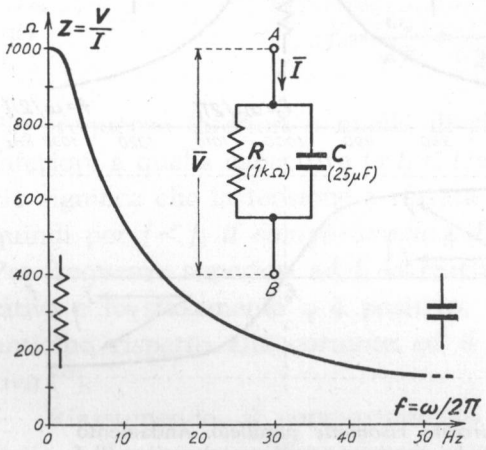


Fig. 9 — Sempice *bipolo RC parallelo*; comportamento della sua impedenza in funzione di f (in un caso particolare).

Oltre ai due bipoli RCL, serie e parallelo, finora considerati, nei circuiti elettronici ne sono impiegati innumerevoli altri, generalmente formati coi medesimi elementi, ma in numero diverso e con diversa

([13]) - Fisicamente si può ragionare così: per frequenze inferiori ad f_o la reattanza di L è più piccola di quella di C; la corrente si istrada, perciò, prevalentemente nella bobina, così che il bipolo viene ad avere *comportamento induttivo.* Per frequenze superiori ad f_o la reattanza di C è più piccola di quella di L, per cui la corrente passa prevalentemente nella capacità ed il circuito ha *comportamento capacitivo.*

disposizione. Mentre sarebbe inutile moltiplicare gli esempi, conviene considerarne almeno uno, relativo al semplicissimo bipolo della figura 9; esso ha impiego molto vasto in tutti i casi in cui occorre un elemento avente impedenza che diminuisce progressivamente al crescere della frequenza.

L'ammettenza complessa del bipolo ha il valore:

$$(6) \qquad \overline{Y} = \frac{\overline{I}}{\overline{V}} = \frac{1}{R} + j\omega C \ ,$$

e pertanto l'ammettenza $Y = I/V$ e lo sfasamento ψ fra corrente e tensione risultano:

$$(7) \qquad Y = \frac{I}{V} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}\ , \qquad \psi = arctang\, \omega C R \ .$$

L'impedenza ha perciò il valore:

$$(8) \qquad Z = \frac{V}{I} = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}\ ,$$

ed il suo andamento in funzione della frequenza $f = \omega/2\pi$ è indicato nella figura 9 (nel caso particolare corrispondente ai valori di R e C indicati nello schema). Per f abbastanza piccola ([14]), ed in particolare per $f = 0$, il bipolo ha impedenza pari ad R e si comporta come una pura resistenza; per f sufficientemente grande ([15]), invece, il bipolo ha impedenza $1/\omega C$ (come una pura capacità), che tende a zero al crescere di f.

Qualunque sia la struttura interna del bipolo, purchè ben nota, è sempre possibile, coi metodi visti, calcolare la relazione fra tensione e corrente, cioè determinare l'impedenza $\overline{Z}$ o l'ammettenza $\overline{Y}$; vedremo, viceversa, nel numero seguente come sia possibile determinare uno schema interno equivalente del bipolo partendo dalla conoscenza di $\overline{Z}$ od $\overline{Y}$.

4. — Schemi equivalenti dei bipoli passivi.

L'impedenza complessa $\overline{Z}$ di un bipolo — rapporto fra i numeri complessi che rappresentano la tensione ai morsetti del bipolo,

([14]) - Così che $\omega^2 C^2 R^2$ sia trascurabile di fronte ad 1.

([15]) - Così che 1 sia trascurabile di fronte ad $\omega^2 C^2 R^2$.

$v = V\,sen(\omega t + \alpha)$, e la corrente, $i = I\,sen(\omega t + \beta)$, che l'attraversa — ha l'espressione:

$$(1) \qquad \overline{Z} = \frac{\overline{V}}{\overline{I}} = \frac{V\,e^{j(\omega t+\alpha)}}{I\,e^{j(\omega t+\beta)}} = \frac{V}{I}\,e^{j(\alpha-\beta)} = Z\,e^{j\varphi},$$

dove Z è l'*impedenza* del bipolo e φ è lo *sfasamento* fra tensione e corrente. Come per tutti i numeri complessi, all'impedenza complessa $\overline{Z}$ si può dare la forma algebrica:

$$(2) \qquad \overline{Z} = R_s + j\,X_s\ ,$$

dove la parte reale, R_s, ed il coefficiente dell'unità immaginaria, X_s, sono legati a Z e φ dalle relazioni ([16]):

$$(3) \qquad R_s = Z\cos\varphi \quad , \quad X_s = Z\,sen\,\varphi\ .$$

L'espressione (2) dell'impedenza complessa, in quanto somma di una parte reale e di una parte immaginaria, fa pensare il bipolo costituito dalla serie di due resistenze: una *reale*, R_s, ed una *immaginaria*, jX_s, (cioè, in effetti, una *reattanza*). Essa suggerisce, pertanto, come schema interno del bipolo il semplice circuito *b*) della figura 10: esso si chiama *schema equivalente serie* del bipolo ed è costituito dalla serie di un elemento resistivo di resistenza R_s (*resistenza serie* del bipolo) e di un elemento reattivo avente reattanza X_s (*reattanza serie* del bipolo).

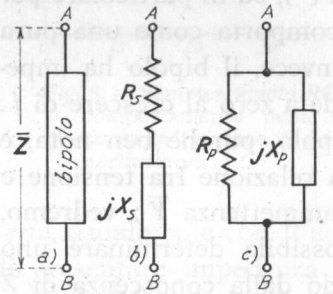


Fig. 10 — Schemi equivalenti, serie e parallelo, di un bipolo lineare passivo.

Lo schema equivalente ha notevole interesse pratico per lo studio dei circuiti in cui il bipolo è inserito, in quanto consente di sostituire all'effettiva struttura interna del bipolo — spesso complicata o non completamente nota — uno schema estremamente semplice. La resistenza R_s e la reattanza X_s, che in esso compaiono, sono poi determinabili con le formule (3), se sono noti i

([16]) - Il calcolo è eseguito nell'appendice al paragrafo.

valori di Z e φ, o direttamente per via sperimentale mediante misure eseguite ai morsetti del bipolo ([17]).

In maniera analoga alla precedente, partendo dall'espressione del l'ammettenza complessa $\overline{Y}=1/\overline{Z}$, si giunge ([18]) allo *schema equivalente parallelo* della figura 10 *c*); esso è costituito dal parallelo di una resistenza R_p ed una reattanza X_p, legate ai valori di Z e φ dalle relazioni:

$$(4) \qquad R_p=Z/\cos\varphi \quad , \quad X_p=Z/\operatorname{sen}\varphi \; .$$

Anche R_p ed X_p (come R_s, X_s) sono determinabili sperimentalmente con misure eseguite ai morsetti del bipolo ([19]), per cui lo schema equivalente *parallelo* è altrettanto pratico di quello *serie* ed è usabile in alternativa con esso nello studio dei circuiti ([20]).

Nei paragrafi seguenti applicheremo gli schemi equivalenti a quei bipoli particolari (ma importantissimi, perchè costituiscono i componenti più comuni dei circuiti elettronici) che sono i *resistori*, i *condensatori e gli induttori*; è utile, peraltro, far precedere tale studio da alcune considerazioni sul significato *energetico* degli schemi equivalenti introdotti, cosa che faremo nel paragrafo seguente.

DEDUZIONE DELLE FORMULE (3), (4) E DELLO SCHEMA EQUIVALENTE PARALLELO. Con riferimento alle formule (1) e (2), poichè Z è il modulo e φ l'argomento del numero complesso che ha R come parte reale ed X come coefficiente dell'immaginario, sussistono le relazioni:

$$(5) \qquad R_s^2+X_s^2=Z^2 \quad , \quad \frac{X_s}{R_s}=\operatorname{tang}\varphi \; .$$

([17]) - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. V-VI (Ed. C. Cursi, Pisa).

([18]) - Il metodo è indicato nell'appendice.

([19]) - D'altronde, determinati gli elementi *serie* R_s, X_s, è facile calcolare quelli *parallelo*, R_p, X_p, e viceversa; dalle formule (3) e (4), infatti, moltiplicando membro a membro si ottengono le semplici relazioni:

$$R_s R_p=Z^2 \quad , \quad X_s X_p=Z^2 \; .$$

([20]) - Nello studio dei circuiti in cui vari bipoli sono in serie fra loro è generalmente conveniente usare per ciascuno d'essi lo schema serie; per contro, è utile usare gli schemi equivalenti parallelo quando i vari bipoli sono in parallelo fra loro

Ricavando X_s dalla seconda delle (5) e sostituendola nella prima, con semplici passaggi si ottengono le relazioni:

$$(6) \qquad R_s = \frac{Z}{\sqrt{1+tang^2\varphi}} \quad , \quad X_s = \frac{Z\, tang\varphi}{\sqrt{1+tang^2\varphi}} \, ,$$

che, per note formule trigonometriche, coincidono con le formule (3).

Per ricavare lo schema equivalente parallelo (fig. 10 *c*) si parte dall'espressione dell'ammettenza complessa:

$$(7) \qquad \overline{Y} = \frac{I\, e^{j(\omega t+\beta)}}{V\, e^{j(\omega t+\alpha)}} = \frac{I}{V}\, e^{j(\beta-\alpha)} = Y\, e^{j\psi} \, ,$$

che in forma algebrica si può scrivere:

$$(8) \qquad \overline{Y} = G_p + j\, B_p \, .$$

Fra le due espressioni, esponenziale (7) ed algebrica (8), di $\overline{Y}$ sussistono le relazioni:

$$(9) \qquad G_p^2 + B_p^2 = Y^2 \quad , \quad \frac{B_p}{G_p} = tang\, \psi \, ,$$

da cui, operando come per le (5), si ottiene:

$$(10) \qquad G_p = Y \cos\psi \quad , \quad B_p = Y\, sen\, \psi \, .$$

La formula (8) dell'ammettenza complessa fa pensare per la costituzione del bipolo (fig. 11 *a*) al parallelo di due conduttanze, una *reale*, G_p, ed una *immaginaria*, jB_p (*suscettanza*); ciò conduce allo schema *b*) della figura 11 ed a quello corrispondente *c*), costituito dal parallelo di una resistenza e di una reattanza aventi i valori:

$$(11) \qquad R_p = \frac{1}{G_p} \quad , \quad jX_p = \frac{1}{jB_p} = \frac{-j}{B_p} \, .$$

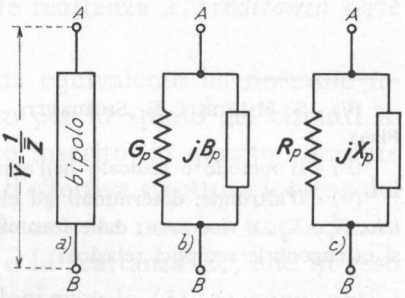


Fig. 11 — Schemi equivalenti *parallelo* del bipolo.

Lo schema *c*) della figura 11 è appunto lo *schema equivalente parallelo* già indicato nella figura 10 *c*). Circa i valori di R_p ed X_p, sostituendo nelle (11)

le formule (10) si ottiene:

$$(12) \qquad R_p = \frac{1}{G_p} = \frac{1}{Y\cos\psi} \quad , \quad X_p = -\frac{1}{B_p} = -\frac{1}{Y\,sen\,\psi} \, .$$

Osservando che è $Z = 1/Y$ e $\psi = \beta - \alpha = -\varphi$, le precedenti possono scriversi:

$$(13) \qquad R_p = \frac{Z}{\cos\varphi} \quad , \quad X_p = \frac{Z}{sen\,\varphi} \, ,$$

che coincidono con le formule (4), dianzi ammesse.

5. — Significato energetico degli schemi equivalenti del bipolo. Potenza nel bipolo.

Per giungere ad un'interessante interpretazione energetica degli schemi equivalenti del bipolo, conviene richiamare alcune nozioni sui concetti di potenza ed energia nei circuiti elettrici.

Allorchè un *generatore* G (fig. 12) è collegato ad un generico bipolo passivo U, fluisce dal primo dell'energia elettrica che viene in qualche modo *utilizzata* nel secondo (trasformata in calore, in energia meccanica; irradiata come energia sonora, elettromagnetica; ecc.). Nel caso in cui il generatore è *a corrente continua* ed il bipolo U non cambia nel tempo, il flusso di energia è costante; se V ed I sono i valori costanti della tensione v imposta al bipolo e della corrente i che in esso fluisce (fig. 12), l'energia ΔW che passa da G in U entro un tempo Δt ha il valore:

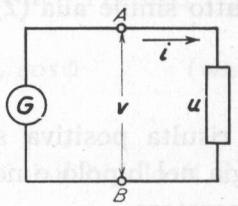


Fig. 12 — Generatore collegato ad un bipolo utilizzatore.

$$(1) \qquad \Delta W = VI\,\Delta t \, . \qquad (\text{volt. amper. sec} = \text{joule})$$

La velocità di efflusso dell'energia (energia che passa ad ogni secondo da G in U), cioè la *potenza* erogata dal generatore ed entrante nel bipolo, ha il valore costante:

$$(2) \qquad P = \frac{\Delta W}{\Delta t} = VI \qquad (\text{volt. amper} = \text{watt}) \, ;$$

se R è la resistenza del bipolo, la precedente espressione della potenza

può assumere le forme equivalenti:

$$(3) \qquad P = I^2 R = \frac{V^2}{R} \qquad \text{(watt)}.$$

Nel caso generale in cui la tensione v e la corrente i hanno andamento comunque variabile, l'energia fluisce dal generatore al bipolo in misura generalmente diversa da istante ad istante. Inoltre, solo in casi particolari tutta l'energia che entra nel bipolo U viene completamente utilizzata (trasformata in calore, irradiata, ecc.); più spesso una parte di essa viene accumulata, in determinati intervalli di tempo, entro il bipolo [21] e viene restituita al generatore G in altri intervalli di tempo, cosicchè, nel bilancio energetico complessivo, essa non risulta sottratta al generatore.

La velocità di efflusso dell'energia ad ogni istante — che costituisce la cosidetta *potenza istantanea* [22] — è una funzione del tempo $p(t)$ legata ai valori istantanei della corrente e della tensione dalla legge, del tutto simile alla (2):

$$(4) \qquad p(t) = v(t) \cdot i(t) \qquad \text{(watt)};$$

essa risulta positiva se, nell'istante considerato, entra effettivamente energia nel bipolo e negativa se l'energia, in quell'istante, ritorna verso il generatore.

Normalmente, per le applicazioni, interessa, non tanto la *potenza istantanea* (velocità di efflusso dell'energia ad un determinato istante) quanto, piuttosto, la velocità media di efflusso dell'energia entro un intervallo di tempo Δt, cioè la *potenza media* nell'intervallo Δt, che è la media dei valori assunti da $p(t)$ nell'intervallo stesso [23]:

---

[21] - Essenzialmente nel campo elettrico dei condensatori e nel campo magnetico delle induttanze presenti entro il bipolo.

[22] - Detta ΔW l'energia scambiata fra G ed U in un intervallo di tempo Δt (positiva se passa da G ad U, negativa se fluisce in verso contrario), si chiama *potenza media* che fluisce da G ad U il rapporto $\Delta W/\Delta t$. Il limite a cui tende tale rapporto al tendere di Δt a zero è la *potenza istantanea* $p(t)$, la quale è quindi, con rigore, la derivata dell'energia rispetto al tempo, $p(t) = dW/dt$.

[23] - In maniera rigorosa, entro un intervallo di tempo $\Delta t = t_2 - t_1$, si ha:

$$P = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} p \, dt = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} vi \, dt \, .$$

$$(5) \qquad P=\overline{p(t)}=\overline{v(t)\cdot i(t)} \qquad \text{(watt)}.$$

Se Δt è sufficientemente lungo, la potenza media risulta sempre maggiore di zero ([24]) e ciò corrisponde al fatto che, nonostante gli eventuali, temporanei, ritorni di energia dal bipolo al generatore, in media si ha un'effettiva fuoruscita dal generatore di un'energia $W=P\Delta t$, che entra nel bipolo e quivi viene utilizzata; è questo il significato di *potenza attiva* che si dà comunemente alla potenza media P.

Quanto abbiamo ricordato ci permette di fissare l'importante risultato che, qualunque sia l'andamento nel tempo di v ed i, per ottenere il valore della potenza attiva che fluisce dal generatore al bipolo occorre determinare il prodotto dei valori istantanei della tensione e della corrente e farne la media in un tempo sufficientemente lungo. Nel caso particolare che qui interessa, in cui la tensione e la corrente sono alternate sinusoidali, $v=V\,sen(\omega t+\alpha)$, $i=I\,sen(\omega t+\beta)$, è sufficiente fare la media del prodotto vi entro il periodo $T(=2\pi/\omega)$: per la *potenza attiva* si ottiene allora ([25]) la nota *formula di Galileo Ferraris* ([26]):

$$(6) \qquad P=\frac{VI}{2}\cos\varphi=V_{eff}\,I_{eff}\cos\varphi=V_{eff}\,I_{eff}\cos\psi \qquad \text{(watt)},$$

dove è $\varphi=-\psi=\alpha-\beta$ ([27]).

Un caso limite, del tutto ideale, è quello in cui il bipolo U è costi-

---

([24]) - Solo nel caso, *del tutto teorico*, in cui il bipolo U è costituito da pure induttanze e capacità, l'energia entrante è mediamente uguale a quella uscente e la *potenza media* risulta uguale a zero.

([25]) - La dimostrazione è svolta nell'appendice al paragrafo.

([26]) - Un'immediata estensione della formula di Galileo Ferraris si ha nel caso in cui tensione e corrente non sono sinusoidali ma periodiche: il caso è già stato trattato nel Cap. I, n. 11 *b*).

([27]) - Corrispondentemente al fluire della potenza attiva, l'energia W che nel periodo T viene utilizzata nel bipolo U ha il valore:

$$W=PT=V_{eff}\,I_{eff}\cos\psi\cdot T \qquad \text{(joule)},$$

mentre l'energia che nello stesso tempo entra nel bipolo, ma non viene utilizzata perchè restituita al generatore, ha il valore:

$$W_r=V_{eff}\,I_{eff}\,sen\psi\cdot\frac{T}{2\pi}\,.$$

Tale energia, che viene, per così dire, *palleggiata* fra generatore e bipolo U, è strettamente legata a quella grandezza convenzionale, usata in elettrotecnica, che si dice *potenza reattiva*, $P_r=V_{eff}\,I_{eff}\,sen\psi$. Il suo significato è ricordato nell'appendice al paragrafo, dove è anche svolta la dimostrazione delle formule sopra riportate.

tuito da una pura resistenza; allora lo sfasamento fra tensione e corrente è nullo ($\varphi=0$) e la potenza risulta uguale a $V_{eff} I_{eff}$; a tale comportamento ideale si avvicinano grandemente i *resistori* che esamineremo nel n. 7. Altro caso limite ideale (a cui peraltro si avvicinano gli *induttori* ed i *condensatori* che esamineremo nei nn. 8-9), è quello in cui il bipolo è una pura reattanza; poichè, allora, lo sfasamento φ è uguale a $\pm\pi/2$, risulta $\cos\varphi=0$ e perciò la potenza attiva è nulla (l'energia entrante è mediamente uguale a quella uscente, per cui la differenza è zero).

Nel caso reale, in cui tensione e corrente sono sfasate di un angolo diverso da zero e da $\pm\pi/2$, la potenza attiva ha il valore P espresso dalla formula (6) di Galileo Ferraris: con riferimento agli schemi equivalenti del bipolo (fig. 11) essa deve pensarsi completamente dissipata nella resistenza, dal momento che alla reattanza non corrisponde alcuna dissipazione di energia ([28]). Pertanto, da un punto di vista energetico, le resistenze R_s, R_p che compaiono negli schemi equivalenti devono considerarsi come gli elementi che rendono conto dell'assorbimento di potenza del bipolo dal generatore ([29]).

Con riferimento allo *schema equivalente serie* del bipolo (fig. 11 *b*), poichè la resistenza R_s è percorsa da una corrente di valore efficace $I_{eff}=I/\sqrt{2}$, ed a ciò corrisponde una potenza dissipata $I_{eff}^2 R_s$, si deve avere:

$$I_{eff}^2 R_s = P \; ; \tag{7}$$

analogamente, nello *schema equivalente parallelo* (fig. 11 *c*), poichè ai capi di R_p si ha una tensione di valore efficace $V_{eff}=V/\sqrt{2}$ e quindi la potenza dissipata è V_{eff}^2/R_p, si deve avere:

$$\frac{V_{eff}^2}{R_p} = P \, . \tag{8}$$

Le due formule (7) ed (8) permettono di ricavare i valori di R_s ed R_p, noti i valori della potenza attiva P (misurata con un wattmetro o

---

([28]) - Alla reattanza corrisponde il *palleggiamento di energia* fra bipolo e generatore di cui è detto nella nota precedente e nell'appendice.

([29]) - Ciò vale anche in quei casi in cui la potenza non è materialmente dissipata *entro* il bipolo; si pensi, ad esempio, ad un altoparlante in cui parte dell'energia viene irradiata in forma acustica nello spazio ed esce pertanto dal bipolo.

con altri mezzi) e di I_{eff} o V_{eff}; si ottiene precisamente:

$$(9) \qquad R_s = \frac{P}{I_{eff}^2} \quad , \quad R_p = \frac{V_{eff}^2}{P} \; .$$

Queste relazioni possono costituire due formule di definizione della resistenza di un bipolo: *la resistenza serie di un bipolo è il rapporto fra la potenza attiva in esso immessa da un qualunque generatore ed il quadrato del valore efficace della corrispondente corrente; la resistenza parallelo è il rapporto fra il quadrato del valore efficace della tensione ai morsetti del bipolo e la potenza corrispondente.*

Le considerazioni precedenti valgono, non solo per i bipoli, ma per qualsiasi circuito della tecnica elettronica; in tal modo *in elettronica la resistenza viene ad essere un elemento che rende conto di qualunque assorbimento di potenza nel circuito, dovuto a cause interne od esterne.* Ciò vale, in particolare, per il costituente primo dei circuiti che è il *conduttore* stesso con cui i vari componenti circuitali sono attuati o collegati; per esso, nel prossimo paragrafo, vedremo una generalizzazione del concetto di resistenza e ricorderemo i principali fenomeni fisici da cui questa dipende.

POTENZA ED ENERGIA IN REGIME SINUSOIDALE. Siano $v = V\,sen(\omega t + \alpha)$, $i = I\,sen(\omega t + \beta)$, le espressioni della tensione e della corrente nel bipolo; si può sempre scrivere $i = I\,sen(\omega t + \alpha + \beta - \alpha) = I\,sen(\omega t + \alpha + \psi)$. Per semplificare i calcoli, senza peraltro perdere nulla della generalità, la fase della tensione può considerarsi uguale a zero, per cui le espressioni della tensione e della corrente divengono $v = V\,sen\,\omega t$, $i = I\,sen(\omega t + \psi)$. La potenza istantanea ha, allora, il valore:

$$(10) \qquad p = vi = VI\,sen\,\omega t\,sen(\omega t + \psi) = \frac{VI}{2}\cos\psi - \frac{VI}{2}\cos(2\omega t + \psi) \; .$$

La potenza istantanea è dunque una funzione periodica con pulsazione 2ω; poichè il suo valore medio è manifestamente $VI\cos\psi/2$, risulta automaticamente che la potenza attiva P (pari al valor medio della potenza istantanea) è espressa dalla formula di Galileo Ferraris:

$$(11) \qquad P = \frac{VI}{2}\cos\psi = V_{eff}\,I_{eff}\cos\psi = V_{eff}\,I_{eff}\cos\varphi \; .$$

Si può giungere al medesimo risultato in altra maniera che consente di svolgere utili considerazioni sugli scambi energetici fra generatore e bipolo utilizzatore. La corrente $i = I\,sen(\omega t + \psi)$ può sempre essere scomposta in due oscillazioni sinusoidali di cui una in fase con $v = V\,sen\omega t$ e l'altra *in quadratura*, mediante la relazione trigonometrica:

$$(12) \qquad I\,sen(\omega t + \psi) = I\,sen\omega t\,cos\psi + I\,cos\omega t\,sen\psi \ .$$

Posto allora:

$$(13) \qquad i_a = (I\,cos\psi)\,sen\omega t \ , \quad i_r = (I\,sen\varphi)\,cos\omega t \ ,$$

si ha $i = i_a + i_r$ e la potenza istantanea $p = vi$ risulta:

$$(14) \qquad p = vi = vi_a + vi_r = p_a + p_r \ .$$

In questa formula la potenza istantanea appare somma di due termini che hanno le espressioni:

$$(15) \qquad p_a = vi_a = V\,sen\omega t \cdot I\,cos\psi \cdot sen\omega t = VI\,cos\psi\,sen^2\omega t \ ,$$

$$(16) \qquad p_r = vi_r = V\,sen\omega t \cdot I\,sen\psi \cdot cos\omega t = \frac{VI}{2}\,sen\psi\,sen\,2\omega t \ .$$

Il primo termine p_a è sempre positivo e rappresenta la potenza che fluisce istante per istante nel bipolo utilizzatore senza fare mai ritorno verso il generatore; il suo valore medio nel periodo ha l'espressione:

$$(17) \qquad \overline{p}_a = \frac{1}{T}\int_0^T VI\,cos\psi\,sen^2\omega t\,dt = \frac{VI}{2}\,cos\psi \ ,$$

e rappresenta la *potenza attiva.*

Il secondo termine p_r, che ha manifestamente valore medio nullo, rappresenta l'aliquota della potenza istantanea che non viene utilizzata e misura la velocità istantanea di efflusso dell'*energia palleggiata* fra il generatore ed il bipolo passivo. Scrivendo $\omega = 2\pi/T$ e ponendo:

$$(18) \qquad P_r = \frac{VI}{2}\,sen\psi = V_{eff}\,I_{eff}\,sen\psi \ ,$$

l'espressione (16) di p_r diviene:

$$(19) \qquad p_r = P_r\,sen\,\frac{4\pi}{T}\,t \ ;$$

essa è una funzione alternativa di periodo $T/2$, la cui ampiezza P_r misura quella grandezza convenzionale che è chiamata *potenza reattiva* (form. 18). Questa, dunque, può pensarsi come la massima velocità di efflusso dell'energia palleggiata fra il generatore e l'utilizzatore.

Gli scambi di energia fra il generatore ed il bipolo passivo avvengono con le seguenti modalità: l'energia viene accumulata nel bipolo in ciascuno dei quarti di T in cui è $p_r > 0$ e restituita al generatore in ciascuno degli altri due quarti di T in cui p_r è negativa. La complessiva energia palleggiata W_r può calcolarsi determinando l'energia accumulata nel quarto di periodo $0 < t < T/4$, che è pari all'integrale di p_r in tale intervallo di tempo; essa perciò risulta:

$$(20) \qquad W_r = \int_0^{T/4} p_r \, dt = P_r \int_0^{T/4} sen \frac{4\pi}{T} t \, dt = P_r \frac{T}{2\pi} .$$

Appare da questa formula come *la potenza reattiva P_r sia un chiaro indice dell'energia palleggiata* ed in tal senso essa trova applicazione nello studio dei circuiti.

6. — **La resistenza di un conduttore. Effetto pellicolare.**

Un qualsiasi conduttore metallico, riferito ai suoi due terminali, può considerarsi un bipolo e, come tale, possiede una resistenza ed una reattanza; quest'ultima; normalmente di natura induttiva, viene di solito pensata in serie alla resistenza, con riferimento allo schema *b*) della figura 11.

Come si è detto nel numero precedente, la resistenza è l'elemento che rende conto di qualunque dissipazione di potenza nel circuito, dovuta a cause interne ed esterne. Consideriamo, ad esempio, una *bobina* percorsa da corrente alternata di valore efficace I_{eff}; detta P la potenza corrispondente (esclusivamente dissipata in calore nella bobina), la resistenza *serie* della bobina, per la formula (9) del numero precedente, ha il valore:

$$(1) \qquad R_s = \frac{P}{I_{eff}^2} .$$

Se ora, in prossimità della bobina, è posta una qualunque massa metallica, nascono in questa delle correnti parassite di Foucault con conseguente dissipazione di potenza; a parità di I_{eff}, pertanto, aumenta la

7. — **Resistori.**

Uno dei componenti più comuni dei circuiti elettronici è il *resistore*, elemento a due morsetti (bipolo passivo) destinato ad introdurre nei circuiti valori di resistenza ben determinati ed indipendenti dalla frequenza.

I più comuni resistori sono cilindretti di uno speciale materiale resistivo, costituito da un impasto di polvere di carbone (o grafite) e di una sostanza inerte (come il talco) con un legante di resina sintetica; oppure sono ottenuti depositando una sottilissima pellicola di carbone o di metallo su cilindretti di materiale ceramico. Le dimensioni sono le più ridotte possibili compatibilmente alla dissipazione di potenza prevista. I resistori in cui la potenza dissipabile deve essere superiore a qualche watt sono di solito realizzati con filo metallico resistivo avvolto su supporti isolanti.

Il resistore, come tutti i bipoli, ha gli schemi equivalenti indicati nella figura 11 (n. 4): con riferimento allo schema *serie* (fig. 11 *b*), che risulta più intuitivo, la resistenza rappresenta l'elemento utile, per la quale il resistore è usato; la reattanza rappresenta invece un elemento parassita, costituito essenzialmente dall'induttanza dei conduttori di collegamento e dell'eventuale avvolgimento di filo resistivo. Chiamando R la resistenza ed L l'induttanza, lo schema serie del resistore risulta quello della figura 14 *b*). Nei *resistori chimici* (ad impasto od a pellicola), peraltro, l'induttanza parassita L è praticamente inesistente; anche nei buoni resistori a filo, grazie a speciali accorgimenti seguiti nell'avvolgimento, l'induttanza è così piccola che se ne può generalmente trascurare l'effetto fino alle frequenze più alte. In considerazione di ciò, lo schema equivalente può essere ridotto al puro simbolo di una resistenza (fig. 14 *c*) ed il resistore può generalmente essere trattato come una resistenza pura. Il valore di tale resistenza può ritenersi praticamente indipendente dalla frequenza e coincidente

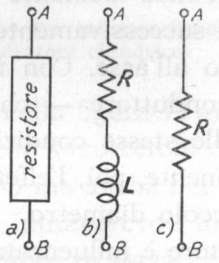


Fig. 14 — Un resistore (*a*), oltre alla resistenza, possiede anche una reattanza parassita, generalmente induttiva (*b*); ma il suo effetto è normalmente trascurabile, per cui generalmente il resistore può considerarsi una resistenza pura (*c*).

con quello misurato in corrente continua: l'effetto pellicolare, infatti, manca nei resistori chimici ed è reso piccolissimo in quelli a filo, usando per l'avvolgimento filo molto sottile e di grande resistività.

Gli elementi che contraddistinguono un resistore di tipo commerciale sono il *valore nominale della sua resistenza* e la *potenza* che esso è in grado di dissipare senza danneggiarsi ($1/4, 1/2, 1, 2, 4, \ldots W$). Il valore della resistenza è fornito con una tolleranza variabile, a seconda del costo, dal 20% al 5% ([31]), ma per speciali esigenze sono reperibili anche resistori commerciali precisi all'1% ([32]).

8. — Induttori.

L'*induttore* è un avvolgimento di filo conduttore (*bobina*), con o senza nucleo ferromagnetico, destinato ad introdurre nei circuiti una determinata induttanza L; il suo modello ideale è quello di un bipolo il quale possieda la sola induttanza L. Se a tale bipolo ideale fosse applicata una tensione sinusoidale $v = V sen \omega t$, la corrente risultante sarebbe sfasata *in ritardo* di un angolo $\varphi = \pi/2$, $i = I sen(\omega t - \pi/2)$, per cui la potenza dissipata $V_{eff} I_{eff} cos \varphi$ sarebbe nulla. In pratica, in un induttore reale sono sempre presenti elementi dissipativi di potenza e perciò l'angolo φ è diverso da $\pi/2$; è chiaro che quanto più prossimo a $\pi/2$ è φ, tanto più vicino al comportamento del bipolo ideale è quello dell'induttore reale. Per questo motivo l'angolo φ costituisce un indice della *bontà* dell'induttore; per caratterizzare tale bontà si sceglie propriamente la tangente trigonometrica di φ, che è zero quando φ è nullo

---

([31]) - Un resistore da 1000 Ω (valore nominale) con tolleranza 20% ha un valore di resistenza compreso fra 800 e 1200 Ω; un resistore da 1500 Ω ha, analogamente, resistenza compresa fra 1200 e 1800 Ω. Pertanto, in tale ordine di precisione, per introdurre in un circuito un qualunque valore di resistenza compreso fra 800 e 1200 Ω, potrà usarsi il resistore da 1000 Ω nominali. In considerazione di ciò, i resistori commerciali non vengono costruiti con qualsiasi valore nominale della resistenza ma con serie di valori opportunamente distanziati a seconda della tolleranza (*serie preferenziali*). Così, nelle serie preferenziali al 5%, al 10% ed al 20%, nell'intorno di 1000 Ω si hanno i valori nominali seguenti:

Serie al 5%	-	680 ,	750 ,	820 ,	910 ,	1000 ,	1100 ,	1200 ,	1300 ,	1500 .
Serie al 10%	-	680 ,		820 ,		1000 ,		1200 ,		1500 .
Serie al 20%	-	680 ,				1000 ,				1500 .

([32]) - Resistori più precisi appartengono al campo degli elementi di precisione usati negli strumenti di misura.

(comportamento puramente resistivo) ed è infinitamente grande quando è $\varphi = \pi/2$ (comportamento puramente induttivo). Tale tangente si denomina usualmente *coefficiente di bontà*, o *di merito*, o *di qualità*, dell'induttore e si indica con la lettera Q:

$$(1) \qquad Q = tang\varphi \ .$$

Negli induttori adoperati nella tecnica elettronica raramente il Q scende al disotto della decina o supera qualche centinaio: un induttore con $Q = 10$ — a cui corrisponde uno sfasamento $\varphi = 84°$ fra tensione e corrente ed un $cos\varphi \cong 0{,}1$ — è già utilizzabile in molti casi; se il Q è dell'ordine di 100 ($\varphi \cong 89° 25'$, $cos\varphi \cong 0{,}01$) l'induttore può considerarsi discretamente buono, mentre è ottimo con $Q = 500$ ($\varphi = 89° 55'$, $cos\varphi \cong 0{,}002$).

Per chiarire il significato di Q quale coefficiente di bontà, conviene osservare che l'induttore, pensato come bipolo, ha gli schemi equivalenti della figura 11 (n. 4): in essi la reattanza rappresenta l'elemento utile, mentre la resistenza è l'indice delle dissipazioni di energia (*perdite*) associate all'avvolgimento di filo. Nei buoni induttori la reattanza deve avere effetto preponderante rispetto alla resistenza e perciò, nello *schema serie* (fig. 11 *b*), R_s deve essere molto piccola di fronte ad X_s, mentre, nello *schema parallelo*, R_p deve essere molto grande di fronte ad X_p. Nei buoni induttori, pertanto, i rapporti X_s/R_s ed R_p/X_p devono essere molto grandi, ed anzi, quanto più grandi essi risultano, tanto più buono sarà l'induttore. Ma per le formule (3) e (4) del n. 4 è $X_s/R_s = tang\varphi$, $R_p/X_p = tang\varphi$, per cui risulta:

$$(2) \qquad \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p} = tang\varphi = Q \ ;$$

ciò conferma per altra via che *quanto più grande è Q, tanto migliore risulta il comportamento dell'induttore* e convalida la scelta di $Q = tang\varphi$ com *coefficiente di merito* dell'induttore stesso.

Nei buoni induttori le reattanze X_s ed X_p rappresentano semplicemente la voluta reattanza induttiva ωL [33]; pertanto le formule (2),

---

[33] - Dalle relazioni $X_s = Z\, sen\varphi$, $X_p = Z/sen\varphi$ (n. 4: form. 3 e 4), moltiplicando membro a membro, si ha $X_s X_p = Z^2$. Osservando che è:

$$Z = \sqrt{R_s^2 + X_s^2} = X_s \sqrt{\frac{R_s^2}{X_s^2} + 1} = X_s \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 1} \ ,$$

che legano Q agli elementi dell'induttore, divengono:

$$(3) \qquad Q=\frac{\omega L}{R_s}=\frac{R_p}{\omega L},$$

e gli schemi equivalenti assumono l'aspetto indicato nella figura 15.

Nelle applicazioni si adotta lo schema serie o lo schema parallelo a seconda della comodità; normalmente non è conosciuta nè R_s nè R_p, ma piuttosto il coefficiente di bontà dell'induttore, che si misura agevolmente (insieme ad L) mediante speciali strumenti detti *Q-metri* ([34]). Dal valore di Q si determinano R_s ed R_p mediante le formule:

$$(4) \qquad R_s=\frac{\omega L}{Q} \quad , \quad R_p=\omega LQ \ ,$$

dedotte dalle (3). A titolo di esempio, supponiamo che dalla misura fatta al Q-metro su un particolare induttore risulti che, per $f=500\,\text{kHz}$ ($\omega=3{,}14\cdot 10^6\,\text{sec}^{-1}$), è $L=0{,}6\,\text{mH}$, $Q=200$; dalle (4) si ricava allora subito $R_s=9{,}4\,\Omega$, $R_p=377\,\text{k}\Omega$, che permettono di quotare correttamente gli schemi della figura 15. Questo esempio mostra che se in serie all'induttore vi è un resistore, o un qualsiasi altro bipolo, avente resistenza abbastanza grande (anche solo poche centinaia di ohm) l'effetto di R_s può in generale trascurarsi e pertanto l'induttore può considerarsi dotato della sola induttanza; altrettanto vale nel caso in cui in parallelo all'induttore vi siano altri bipoli con resistenza sufficientemente bassa di fronte ad R_p. Per questo motivo spesso, negli schemi generali dei circuiti, gli induttori vengono indicati col simbolo di pure induttanze.

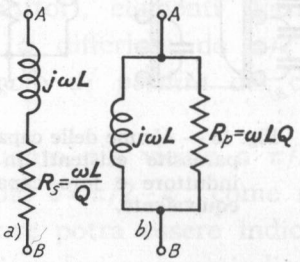


Fig. 15 — Schemi equivalenti, serie e parallelo, di un induttore.

---

dalla relazione dianzi ricavata risulta immediatamente:

$$X_p=X_s\left(\frac{1}{Q^2}+1\right).$$

Se l'induttore è buono, $1/Q^2$ è molto minore di 1 e pertanto la precedente diviene $X_p\cong X_s$. Prescindendo dall'effetto della capacità parassita, di cui sarà detto più oltre, la reattanza è unicamente dovuta all'induttanza L ed ha perciò il valore ωL; una precisazione su questo argomento è contenuta nel testo: S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VI, n. 1 *b* (Ed. C. Cursi, Pisa).

([34]) - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VI, n. 7 (Ed. C. Cursi, Pisa).

tore (n. 8, form. 2) valgono le relazioni:

$$(2) \qquad \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p} = tang\varphi = Q \ ,$$

che, grazie alla (1), si traducono nelle seguenti:

$$(3) \qquad \delta \cong \frac{R_s}{X_s} \cong \frac{X_p}{R_p} \ .$$

Queste relazioni esprimono matematicamente il fatto che in un condensatore buono (δ piccolo) la resistenza è piccola rispetto alla reattanza capacitiva (cioè all'elemento utile) se pensata in serie ed è, invece, grande se pensata in parallelo. In tutti i condensatori usati in pratica la reattanze X_s ed X_p rappresentano semplicemente la voluta reattanza capacitiva $1/\omega C$ ([37]); pertanto le formule (3) divengono:

$$(4) \qquad \delta \cong \omega C R_s \cong \frac{1}{\omega C R_p} \ ,$$

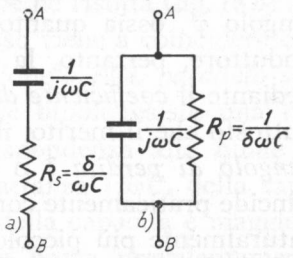


Fig. 17 — Schemi equivalenti, serie e parallelo, di un condensatore.

e gli schemi equivalenti assumono l'aspetto indicato nella figura 17. Nelle applicazioni si adotta lo schema serie o lo schema parallelo a seconda della comodità; normalmente non è conosciuta nè R_s, nè R_p, ma piuttosto l'angolo di perdita (o il suo inverso Q) che si misura, insieme al valore

---

([37]) - Dalle relazioni $X_s = Z\,sen\varphi$, $X_p = Z/sen\varphi$ (n. 4: form. 3 e 4), moltiplicando membro a membro si ha $X_s X_p = Z^2$. Osservando che è:

$$Z = \sqrt{R_s^2 + X_s^2} = X_s \sqrt{\frac{R_s^2}{X_s^2} + 1} = X_s \sqrt{\delta^2 + 1} \ ,$$

risulta $X_p = X_s(\delta^2 + 1)$; se il condensatore è buono, δ^2 è del tutto trascurabile di fronte ad 1, per cui risulta $X_p \cong X_s$. Se si prescinde dalla reattanza induttiva dei conduttori — il che è normalmente legittimo fino alle frequenze più alte — la reattanza è puramente capacitiva ed ha perciò il valore $1/\omega C$. Una precisazione su questo punto è comunque contenuta nel testo: S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VI, n. 1 (Ed. C. Cursi, Pisa).

di C, coi Q-metri o con speciali ponti ([38]). Noti i valori di C, δ ed ω, si determinano R_s ed R_p mediante le formule:

$$(5) \qquad R_s \cong \frac{\delta}{\omega C} \quad , \quad R_p \cong \frac{1}{\omega C \delta} ;$$

ad esempio, se un condensatore da 100 pF ($C = 10^{-10}$ F), alla frequenza di 1 MHz, ha un angolo di perdita $\delta = 10^{-4}$ rad, risulta $R_s = 0{,}16\ \Omega$, $R_p = 16$ MΩ.

Spesso, nelle applicazioni, i condensatori sono posti in serie od in parallelo a resistori ed induttori; è molto raro che, in tali casi, le resistenze R_s ed R_p abbiano effetto apprezzabile, per cui *è comunissimo prescindere da esse e considerare i condensatori come pure capacità.*

Nei circuiti elettronici i condensatori sono i componenti impiegati più diffusamente (insieme coi resistori): sono usati sia condensatori fissi che variabili (prevalentemente nella radiotecnica). Nei condensatori fissi per frequenze alte i dielettrici usati sono la mica e ceramiche speciali a basse perdite. Per frequenze non molto alte sono assai usati i condensatori con dielettrici sintetici (polistirene, politene) ed i condensatori *a carta* ([39]). Per ottenere valori altissimi di capacità sono usati i *condensatori elettrochimici* (o *elettrolitici*) i quali, con piccolo ingombro e costo modesto, consentono di ottenere valori molto elevati di capacità; in compenso essi hanno perdite assai forti e la loro usura è piuttosto rapida ([40]). I *condensatori variabili*, a tutti noti per la loro applicazione

---

([38]) - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. V, n. 4; Cap. VI, nn. 2, 7 (Ed. C. Cursi, Pisa).

([39]) - I condensatori a carta sono costituiti da un foglio di carta paraffinata, sulle due facce del quale sono fissati due sottili fogli di alluminio; il complesso viene poi arrotolato con opportuni accorgimenti per rendere minima l'induttanza presentata dalle armature.

([40]) - I condensatori elettrolitici si ottengono usando due fogli di alluminio come elettrodi in un bagno elettrolitico opportuno (di solito, una soluzione di borato ammonico); facendo passare corrente, l'anodo si ricopre di una sottilissima pellicola di ossido d'alluminio che è un dielettrico ed isola l'elettrodo dalla soluzione. La corrente allora si annulla ed il sistema può funzionare come un condensatore, naturalmente con perdite non piccole. Nei condensatori elettrolitici commerciali gli elettrodi sono due lunghe striscie di alluminio, separate da una garza imbevuta di elettrolito, arrotolate e racchiuse in una custodia impermeabile. Tali condensatori sono usati in quei casi in cui la tensione applicata, pur essendo variabile, possiede una componente continua la quale provvede a mantenere sempre positiva l'armatura che deve funzionare da anodo; in sua assenza, nelle alter-

negli apparecchi radio, hanno una delle *armature* mobile rispetto all'altra, così da poter variare l'area delle armature affacciate e quindi il valore della capacità; il dielettrico comunemente impiegato è l'aria. Sono anche molto usati piccoli condensatori variabili — detti *compensatori* o *condensatori semifissi* — collegati di solito a condensatori fissi per produrre piccole variazioni di capacità; la loro regolazione è fatta una volta tanto mediante cacciavite.

10. — Bipoli attivi o generatori: schemi equivalenti.

Come si è detto nel Cap. I (n. 2), si chiamano *bipoli attivi*, o più comunemente *generatori*, quegli apparecchi a due morsetti — con costituzione interna più o meno complicata — che, collegati ad un utilizzatore (fig. 12) fanno fluire in esso una corrente e producono ai suoi morsetti una tensione; occupandoci qui dello studio dei circuiti lineari in regime sinusodale, la corrente e la tensione sono sinusoidali ed hanno la stessa frequenza.

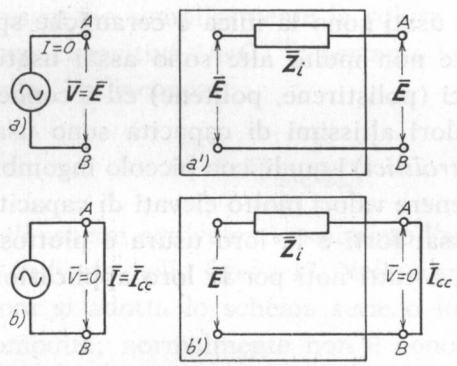


Fig. 18 — Generatore con morsetti aperti ed in cortocircuito.

La corrente e la tensione prodotte dal generatore variano in dipendenza ai valori dell'impedenza dell'utilizzatore: la tensione è massima e la corrente è nulla quando l'impedenza è infinitamente grande, cioè in pratica quando i morsetti del generatore sono aperti e l'utilizzatore non esiste (fig. 18 *a*); la tensione è invece nulla e la corrente ha il suo massimo valore quando l'impedenza dell'utilizzatore è nulla, cioè quando i morsetti del generatore sono chiusi in corto circuito (fig. 18 *b*). Come è noto, la *tensione a vuoto* (morsetti

---

nanze negative della tensione applicata lo strato d'ossido sarebbe distrutto. Una variante di estremo interesse dei sopradetti condensatori si ha sostituendo all'alluminio il *tantalio* (*condensatori elettrochimici al tantalio*): ciò consente di ottenere capacità elevatissime con volumi molto ridotti oltre ad una discreta stabilità nel tempo. I condensatori al tantalio sono molto usati negli apparati a transistori.

aperti) esprime la *forza elettromotrice* del generatore, che in notazione complessa indicheremo con $\overline{E}$, mentre indicheremo con $\overline{I}_{cc}$ la *corrente* di cortocircuito; sia la f. e. m. $\overline{E}$ che la corrente di cortocircuito $\overline{I}_{cc}$ rappresentano elementi caratteristici del generatore, che permettono di stabilire due schemi equivalenti (serie e parallelo) del bipolo attivo, in analogia con quelli a sua tempo determinati per i bipoli passivi (n. 4, fig. 11).

In relazione a ciò, osserviamo che se la corrente di cortocircuito non è infinitamente grande — nonostante che fra i morsetti sia collegato un conduttore di impedenza zero — deve esistere nell'interno stesso del generatore un'impedenza $\overline{Z}_i$ (*impedenza interna*) capace di limitare ad un valore finito la corrente stessa. Ciò conduce a caratterizzare il generatore mediante uno schema interno (del tutto provvisorio) del tipo indicato nella figura 18 *a'*); affinchè uno schema siffatto conduca, in cortocircuito (fig. 18 *b'*), ad una corrente $\overline{I}_{cc}$, occorre manifestamente che sia:

$$(1) \qquad \overline{Z}_i = \frac{\overline{E}}{\overline{I}_{cc}} .$$

Risulta in tal modo caratterizzata l'*impedenza interna* del generatore; nei casi pratici che interessano la tecnica elettronica, spesso $\overline{Z}_i$ è una resistenza R_i o si può approssimativamente considerare tale.

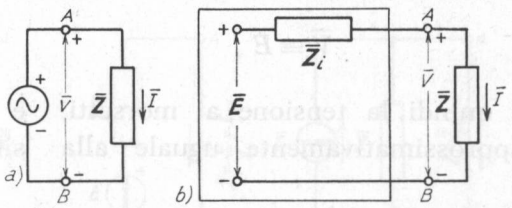


Fig. 19 — Generatore chiuso su un'impedenza $\overline{Z}$ (41).

Basandoci sullo schema provvisorio introdotto, calcoliamo le espressioni della tensione $\overline{V}$ e della corrente $\overline{I}$ del generatore quando ai morsetti è collegata un'impedenza $\overline{Z}$ (fig. 19 *a*). Dallo schema *b*) della figura 19 si ricava immediatamente:

$$(2) \qquad \overline{I} = \frac{\overline{E}}{\overline{Z}_i + \overline{Z}} ; \qquad (3) \qquad \overline{V} = \overline{I}\,\overline{Z} = \frac{\overline{E}\,\overline{Z}}{\overline{Z}_i + \overline{Z}} .$$

(41) - I segni +, – ai morsetti del generatore, ed il corrispondente verso della corrente, si riferiscono alla situazione in un particolare istante; trattandosi di segnali alternativi, naturalmente essi cambiano ad ogni mezzo periodo.

Dalla relazione (2), dividendo numeratore e denominatore per $\overline{Z}$ e ricordando che è $\overline{I}_{cc}=\overline{E}/\overline{Z}_i$ (form. 1), si ottiene:

$$(4) \qquad \overline{I}=\frac{\overline{I}_{cc}}{1+\overline{Z}/\overline{Z}_i}\,.$$

Analogamente dalla (3), dividendo per $\overline{Z}$ il numeratore ed il denominatore, si ottiene:

$$(5) \qquad \overline{V}=\frac{\overline{E}}{1+\overline{Z}_i/\overline{Z}}\,.$$

Le due espressioni (4) e (5) mostrano — come d'altronde è ben noto — che $\overline{V}$ ed $\overline{I}$ sono rispettivamente minori di $\overline{E}$ ed $\overline{I}_{cc}$ ed inoltre variano al variare dell'impedenza di carico $\overline{Z}$. Ciò vale nel caso generale; ma se l'impedenza interna $\overline{Z}_i$ del generatore:

è così piccola di fronte a quella esterna che il rapporto $\overline{Z}_i/\overline{Z}$ sia trascurabile di fronte a *1*, la formula (5) diviene approssimativamente:

$$\overline{V}\cong\overline{E}\,,$$

e quindi la tensione ai morsetti, approssimativamente uguale alla f. e. m. $\overline{E}$, non varia sensibilmente al variare di $\overline{Z}$. Quando si è in queste condizioni il generatore si dice a *tensione costante.*

è così grande di fronte a quella esterna che il rapporto $\overline{Z}/\overline{Z}_i$ sia trascurabile di fronte ad *1*, la formula (4) diviene approssimativamente:

$$\overline{I}\cong\overline{I}_{cc}\,,$$

e quindi la corrente in $\overline{Z}$, approssimativamente uguale a quella di cortocircuito, non varia sensibilmente al variare di $\overline{Z}$. Quando si è in queste condizioni il generatore si dice a *corrente costante.*

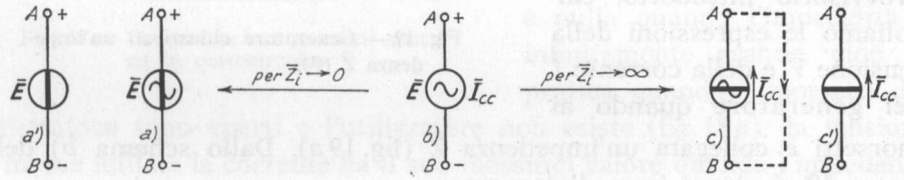


Fig. 20 — Generatori ideali di tensione (*a*) e di corrente (*c*) come limite a cui tende un generatore reale (*b*) per $Z\to 0$ e per $Z\to\infty$: più comunemente i simboli usati sono quelli *a'*) e *c'*).

La tensione sarebbe *rigorosamente* (e non approssimativamente) costante nel caso limite in cui fosse $\overline{Z}_i = 0$: il generatore, in tali condizioni limiti è detto *generatore ideale di tensione* e viene indicato col simbolo della figura 20 *b*); il particolare simbolo usato, che ricorda un interruttore chiuso, vuole indicare che l'impedenza interna è nulla.

La corrente sarebbe *rigorosamente* (e non approssimativamente) costante nel caso limite in cui fosse $\overline{Z}_i = \infty$: il generatore, in tali condizioni limiti è detto *generatore ideale di corrente* e viene indicato col simbolo della figura 20 *c*); il particolare simbolo usato, che ricorda un interruttore aperto, vuole indicare che l'impedenza interna è infinitamente grande.

Generatori siffatti sono, come dice il loro nome, puramente ideali ([42]), cioè inesistenti in pratica: essi rappresentano, come si è detto, dei limiti a cui si avvicinano i generatori reali quando hanno impedenze interne molto piccole, o molto grandi di fronte a quelle esterne; ma indipendentemente dalla loro possibilità di realizzazione pratica, i due generatori ideali si prestano a fornire una comoda rappresentazione simbolica dei generatori reali. Consideriamo infatti gli schemi della figura 21 in cui:

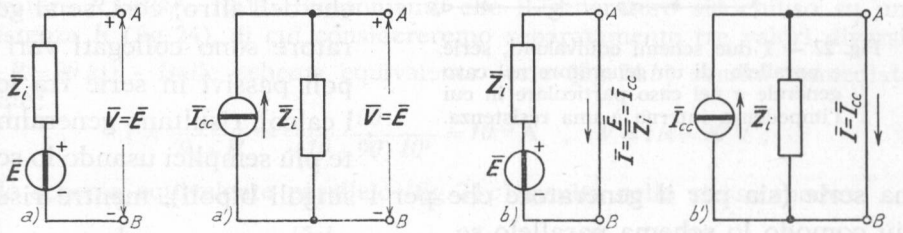


Fig. 21 — Schemi equivalenti, serie e parallelo, di un generatore reale.

in serie al generatore ideale di tensione $\overline{E}$ (fig. 21 *a*) è posta una impedenza $\overline{Z}_i$: ai morsetti *AB* aperti si ha evidentemente una tensione $\overline{V} = \overline{E}$, cioè pari alla f. e. m. del ge-

in parallelo al generatore ideale di corrente $\overline{I}_{cc}$ è posta una impedenza $\overline{Z}_i$ (fig. 21 *a'*): essendo i morsetti aperti, la corrente costante $\overline{I}_{cc}$ del generatore circola unicamente in $\overline{Z}_i$

([42]) - Così come sono elementi ideali la pura *resistenza*, la pura *induttanza* e la pura *capacità*.

neratore. Se i morsetti sono chiusi in cortocircuito la tensione ai morsetti si annulla e la corrente ha il valore $\overline{I}=\overline{E}/\overline{Z}_i$, che è uguale alla corrente di cortocircuito $\overline{I}_{cc}$ se è $\overline{Z}_i=\overline{E}/\overline{I}_{cc}$ (fig. 21 *b*). e provoca una tensione $\overline{V}=\overline{I}_{cc}\overline{Z}_i$ che è uguale ad $\overline{E}$ se è $\overline{Z}_i=\overline{E}/\overline{I}_{cc}$. Se i morsetti *AB* sono chiusi in cortocircuito, la corrente $\overline{I}_{cc}$ passa tutta nel cortocircuito e quindi la corrente esterna risulta $\overline{I}=\overline{I}_{cc}$ (fig. 21 *b'*).

Appare da queste considerazioni che gli schemi *a*) ed *a'*) sono perfettamente atti a rappresentare un generatore reale avente f. e. m. $\overline{E}$ e corrente di cortocircuito $\overline{I}_{cc}$: la loro semplicità li rende preziosi nel calcolo dei circuiti. Lo *schema serie* e lo *schema parallelo*, che rappresentano lo stesso generatore (fig. 22 *a*), *sono perfettamente equivalenti* ed è solo un criterio di convenienza che consiglia l'uso dell'uno piuttosto che dell'altro; così, se al generatore sono collegati vari bipoli passivi in serie fra loro, i calcoli risultano generalmente più semplici usando lo schema serie (sia per il generatore che per i singoli bipoli), mentre risulta più comodo lo schema parallelo se il circuito esterno è costituito da elementi in parallelo. Nel seguito riserveremo al simbolo *a*) della figura 22 il ruolo di indicazione generica di bipolo attivo o generatore, mentre useremo gli schemi *a'*) ed *a''*) quando occorra precisare l'impedenza interna. Come si è già detto, l'impedenza interna è molto spesso (almeno in prima approssimazione) una resistenza, per cui gli schemi equivalenti serie e parallelo

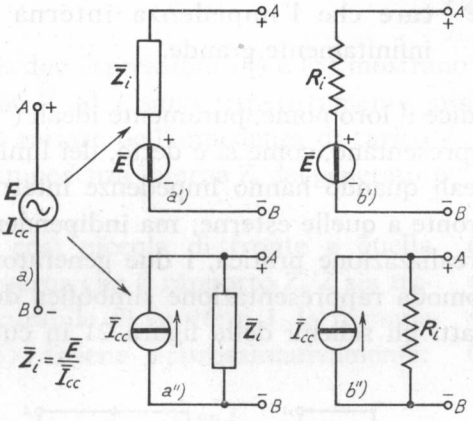


Fig. 22 — I due schemi equivalenti, serie e parallelo, di un generatore nel caso generale e nel caso particolare in cui l'impedenza interna è una resistenza.

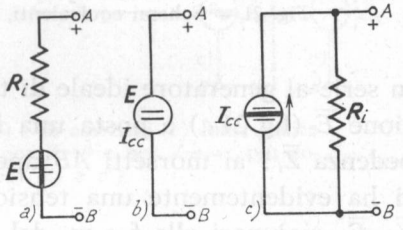


Fig. 23 — Schemi equivalenti, serie e parallelo (*a*, *c*), di un generatore a corrente continua (*b*).

divengono quelli *b'*) e *b''*) della figura 22, che hanno un uso vastissimo.

Le considerazioni precedenti e gli schemi equivalenti adottati valgono qualunque sia la frequenza di lavoro del generatore: essi valgono quindi, in particolare *a frequenza zero*, cioè per i generatori a corrente continua (fig. 23 *b*). Naturalmente, in tal caso, al posto dell'impedenza interna si ha sempre la resistenza interna $R_i = E/I_{cc}$ e gli schemi da utilizzarsi sono quelli *a*) e *c*) della figura 23.

Quale applicazione degli schemi equivalenti introdotti, consideriamo un generatore alternativo che presenti ai morsetti una *tensione a vuoto* di ampiezza *100* V ed una corrente di cortocircuito di ampiezza *10* mA e fase identica a quella della f. e. m.; ne deduciamo che *l'impedenza interna è una resistenza*

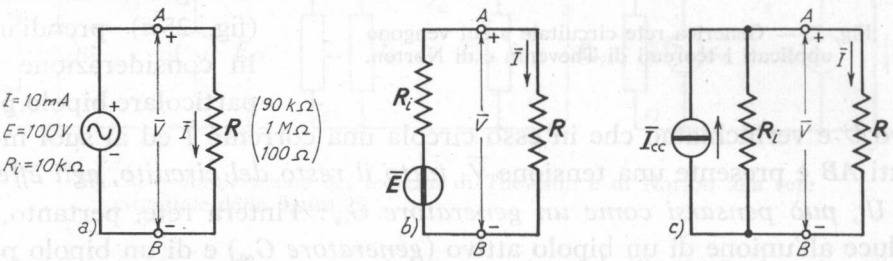


Fig. 24 — Generatore con impedenza interna resistiva chiuso su una resistenza R.

di valore $R_i = 100^2 = 10^4\ \Omega$. Supponiamo che il generatore sia chiuso su una resistenza R (fig. 24), di cui considereremo separatamente tre valori diversi:

1) $R = 90$ kΩ - Dallo schema equivalente serie (fig. 24 *b*) risulta immediatamente:

$$I = \frac{E}{R_i + R} = \frac{100}{(10+90)\,10^3} = 10^{-3}\ \text{A}\ , \quad V = IR = 90\ \text{V}\ ;$$

dallo schema equivalente parallelo (fig. 24 *c*) risulta nello stesso modo:

$$V = \frac{I_{cc}}{\dfrac{1}{R_i} + \dfrac{1}{R}} = \frac{10^{-2}}{\left(1 + \dfrac{1}{9}\right) 10^{-4}} = 90\ \text{V}\ , \quad I = \frac{V}{R} = \frac{90}{90 \cdot 10^{-3}} = 10^{-3}\ \text{A}\ .$$

2) $R = 1$ MΩ - Dallo schema *b*) della figura 24 appare che nella serie di $R = 10^6\ \Omega$ ed $R_i = 10^4\ \Omega$ $(= R/100)$ quest'ultima resistenza può, in prima approssimazione, trascurarsi di fronte ad R ed il generatore può considerarsi a tensione costante; risulta allora $V = E = 100$ V, $I = V/R = 10^{-4}$ A. Se si vuole fare il calcolo rigoroso come in precedenza, si ottiene:

$$I = \frac{E}{R_i + R} = \frac{100}{10^4 + 100 \cdot 10^4} = \frac{100}{101}\, 10^{-4} = 0{,}99 \cdot 10^{-4}\ \text{A}\ , \quad V = IR = 99\ \text{V}\ .$$

3) $R = 100\ \Omega$ - Dallo schema *c*) della figura 24 appare che nel parallelo di $R = 100\ \Omega$ ed $R_i = 10^4\ \Omega$ può prescindersi dall'esistenza di R_i, che è uguale a $100\,R$. In prima approssimazione, quindi, il generatore può pensarsi a corrente costante e si ha: $I = I_{cc} = 10^{-2}$ A, $V = IR = 10^{-2} \cdot 10^2 = 1$ V.

11. — Teoremi di Thevenin e di Norton.

Gli schemi equivalenti del generatore, introdotti nel paragrafo precedente, acquistano grandissima generalità grazie a due teoremi fondamentali per lo studio dei circuiti lineari: *i teoremi di Thevenin e di Norton*, derivanti dai noti principi di Kirchhoff ([43]).

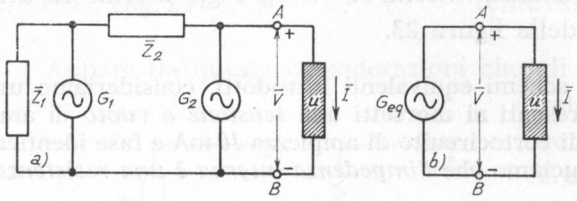


Fig. 25 — Generica rete circuitale a cui vengono applicati i teoremi di Thevenin e di Norton.

I due teoremi affermano che se in una generica *rete* lineare in regime sinusoidale (fig. 25 *a*) prendiamo in considerazione un particolare bipolo passivo U e verifichiamo che in esso circola una corrente $\overline{I}$ ed ai suoi morsetti AB è presente una tensione $\overline{V}$, *tutto il resto del circuito, agli effetti di* U, *può pensarsi come un generatore* G_{eq}: l'intera rete, pertanto, si riduce all'unione di un bipolo attivo (*generatore* G_{eq}) e di un bipolo passivo (*utilizzatore* U), come è indicato nella figura 25 *b*).

Il *teorema di Thevenin* ([44]) *fa corrispondere al generatore* G_{eq} (fig. 26 *a*) lo *schema equivalente serie* (fig. 26 *b*): la sua f. e. m., $\overline{E}_{eq}$, è la tensione che compare fra i morsetti AB della rete originaria quando U è staccato (fig. 26 *d*); la sua impedenza interna $\overline{Z}_{eq}$ è l'impedenza che (con U staccato) si misura fra i morsetti AB della rete originaria quando i vari generatori ivi presenti siano sostituiti dalle proprie impedenze interne, come è indicato nella figura 26 *e*) ([45]).

Il *teorema di Norton* ([46]) fa corrispondere al generatore G_{eq} (fig. 26 *a*)

([43]) - Per la dimostrazione dei due teoremi si veda, ad esempio: G. Bronzi - *Linee di trasmissione ed Antenne*, Cap. II, nn. 2-3 (Ed. C. Cursi, Pisa, 1964).

([44]) - L'enunciato del teorema di Thevenin è il seguente: la corrente in un'impedenza $\overline{Z}_u$ connessa a due morsetti AB di un circuito lineare comprendente qualsiasi numero di impedenze e generatori è la medesima che si avrebbe in $\overline{Z}_u$ se questa fosse connessa ad un semplice generatore, la cui f. e. m. è la *tensione a vuoto* fra i suddetti morsetti AB e la cui impedenza interna è l'impedenza del circuito vista dai morsetti AB, quando tutti i generatori sono rimpiazzati da impedenze uguali alle loro impedenze interne.

([45]) - Nella rete presa in considerazione, i generatori G_1 e G_2 sono sostituiti dalle loro impedenze interne $\overline{Z}_{i1}$ e $\overline{Z}_{i2}$, che non comparivano esplicitamente nella rete originaria.

([46]) - L'enunciato del teorema di Norton è il seguente: la corrente in un'impedenza $\overline{Z}_u$ connessa a due morsetti AB di un circuito lineare comprendente qualsiasi numero di

il suo *schema equivalente parallelo* (fig. 26 *c*): la sua corrente di cortocircuito $\overline{I}_{eq}$, è la corrente che nella rete originaria fluisce fra i mor-

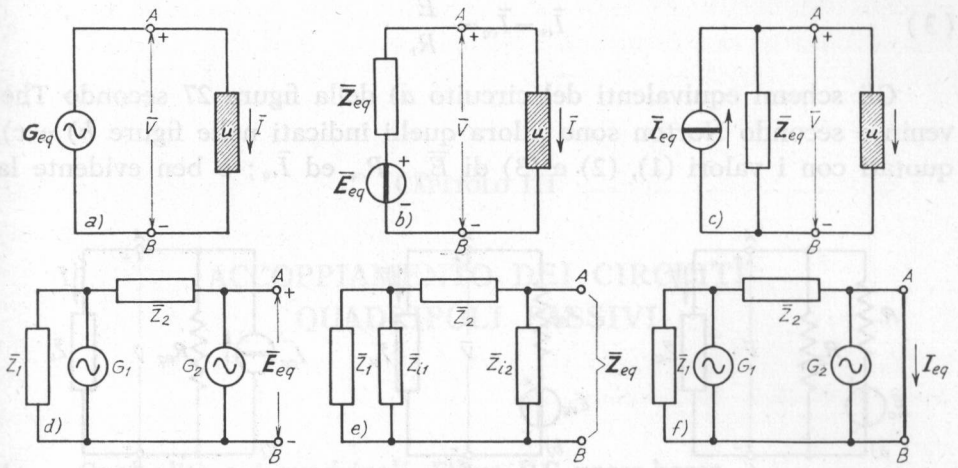


Fig. 26 — Applicazione dei teoremi di Thevenin e di Norton alla rete circuitale della figura 25.

setti *AB* quando essi sono posti in cortocircuito (fig. 26 *f*); la sua impedenza interna $\overline{Z}_{eq}$ ha lo stesso significato visto per il teorema di Thevenin (fig. 26 *e*).

Un esempio molto semplice chiarirà la portata dei due teoremi. Consideriamo il circuito della figura 27 *a*), in cui $\overline{Z}_u$ è il bipolo prescelto per l'applicazione dei teoremi: staccando $\overline{Z}_u$ la tensione ai morsetti *AB* ha il valore:

$$(1) \qquad \overline{E}_{eq} = \frac{\overline{E}_o R_2}{R_1 + R_2} .$$

Quando al generatore E_o è sostituita la sua impedenza interna, che è nulla, le resistenza R_1 ed R_2 risultano in parallelo e pertanto l'impedenza misurata ai morsetti *AB* aperti ha il valore:

$$(2) \qquad \overline{Z}_{eq} = R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} .$$

---

impedenze e generatori è la medesima che si avrebbe in $\overline{Z}_u$ se questa fosse connessa ad un semplice generatore la cui corrente di cortocircuito è la corrente che fluisce fra i morsetti *AB* quando essi sono cortocircuitati e la cui impedenza interna è l'impedenza del circuito originario vista dai morsetti *AB*, quando tutti i generatori sono rimpiazzati da impedenze uguali alle loro impedenze interne.

Se i morsetti *AB* sono chiusi in cortocircuito collegandoli con un conduttore di resistenza nulla, la corrente in tale conduttore ha il valore:

$$(3) \qquad \bar{I}_{cc}=\bar{I}_{eq}=\frac{\bar{E}}{R_1}\,.$$

Gli schemi equivalenti del circuito *a*) della figura 27 secondo Thevenin e secondo Norton sono allora quelli indicati nelle figure *b*) e *c*), quotati con i valori (1), (2) e (3) di $\bar{E}_{eq}$, R_{eq} ed $\bar{I}_{eq}$; è ben evidente la

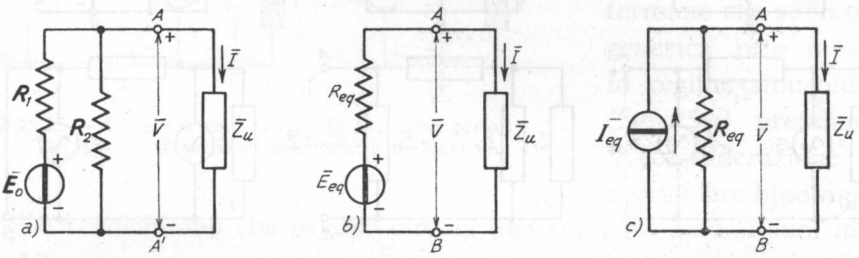


Fig. 27 — Applicazione dei teoremi di Thevenin e di Norton ad un semplice circuito.

maggiore semplicità dei circuiti *b*) e *c*) rispetto a quello originario, che si traduce in una maggiore facilità di calcolo della corrente e della tensione in $\bar{Z}_u$, quando sia nota la natura di questa impedenza.

I teoremi di Thevenin e di Norton valgono qualunque sia la frequenza dei generatori e quindi anche per frequenza zero, e cioè *in corrente continua*; naturalmente, allora, al posto delle impedenze compaiono unicamente resistenze e gli schemi *serie* e *parallelo* risultano quelli della figura 23.

Vedremo nel seguito dello studio il grande uso che si fa in elettronica dei teoremi di Thevenin e di Norton; ciò avviene non soltanto da un punto di vista pratico, per semplificare i circuiti, ma anche da un punto di vista logico in quanto essi consentono di inquadrare nella categoria dei generatori anche dispositivi a tubi e transistori che, apparentemente, non hanno attinenza con essi.

CAPITOLO III

ACCOPPIAMENTO DEI CIRCUITI QUADRIPOLI PASSIVI

1. — Generalità sui quadripoli. Filtro RC passa-basso.

Nella complessa struttura interna degli apparati elettronici (Cap. I, n. 2) sono molto comuni disposizioni circuitali del tipo indicato nella figura 1; in esse è individuabile un bipolo attivo *G* (*generatore*), che produce il segnale, un bipolo passivo *U*, a cui il segnale stesso è destinato (*utilizzatore*) ed un apparecchio con due coppie di morsetti (*doppio bipolo* o, più comunemente *quadripolo*) interposto fra i due precedenti; nel suo interno vi è una rete circuitale, più o meno complessa, con compiti ben definiti nei riguardi del segnale.

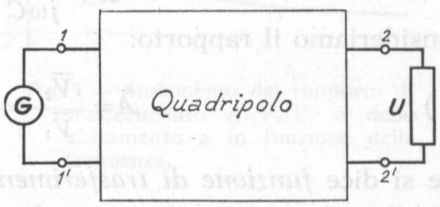


Fig. 1 — Interposizione di un quadripolo fra un generatore ed un utilizzatore.

Ci limiteremo, in questo capitolo, a considerare i quadripoli *passivi*, nei quali la potenza che dal quadripolo giunge all'utilizzatore è sempre inferiore (o uguale, in casi limite ideali) alla potenza fornita dal generatore al quadripolo, risultandone dissipata una parte nelle resistenze inevitabilmente presenti. Supporremo poi che nella composizione interna dei quadripoli siano presenti gli stessi elementi circuitali considerati nel capitolo precedente (induttanza, capacità, resistenza) oltre, eventualmente, a *mutue induzioni*. Svolgeremo lo studio in regime

sinusoidale, dato che i risultati sono sempre trasferibili ai segnali reali grazie al *principio di sovrapposizione* (Cap. II, n. 1).

Come semplice esempio di quadripolo consideriamo quello della figura 2 che ha uso molto vasto nei circuiti elettronici, comportandosi come *filtro passa-basso*. Supporremo che esso sia alimentato da un generatore ideale di tensione (Cap. 11, n. 10) ai morsetti *1, 1'* (*morsetti d'ingresso*) e che i *morsetti d'uscita 2, 2'* siano aperti. Detta $\overline{V}_1$ l'espressione simbolica della tensione d'ingresso (la cui effettiva espressione sarà $v_1 = V_1 \, sen \, \omega t$), la corrente $\overline{I}_1$ che circola nella resistenza R e nella capacità C ha l'espressione:

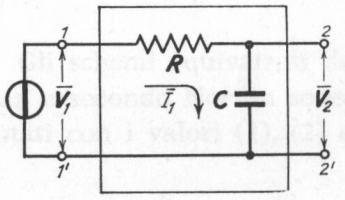


Fig. 2 — Quadripolo *RC* passa-basso.

$$(1) \qquad \overline{I}_1 = \frac{\overline{V}_1}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} ,$$

e pertanto la tensione ai capi di C — che è la tensione $\overline{V}_2$ ai morsetti d'uscita *2, 2'* del quadripolo — ha l'espressione:

$$(2) \qquad \overline{V}_2 = \frac{\overline{V}_1 \dfrac{1}{j\omega C}}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{\overline{V}_1}{1 + j\omega RC} .$$

Consideriamo il rapporto:

$$(3) \qquad \overline{A} = \frac{\overline{V}_2}{\overline{V}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} ,$$

che si dice *funzione di trasferimento* del quadripolo (coi morsetti *2, 2'* aperti); esso è un numero complesso $\overline{A} = A \, e^{j\alpha}$, il cui modulo A ed il cui argomento α hanno i valori:

$$(4) \qquad A = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad ; \quad \alpha = - arctang \, \omega RC .$$

Il modulo A, in quanto è il rapporto dei moduli di $\overline{V}_2$ e $\overline{V}_1$, esprime anche il rapporto fra le ampiezze V_2 e V_1 degli effettivi segnali sinusoidali d'uscita e d'entrata; l'argomento α, essendo la differenza fra gli argomenti di $\overline{V}_2$ e $\overline{V}_1$, esprime anche la differenza fra gli angoli di fase delle tensioni d'uscita e d'entrata, cioè il loro *sfasamento*. Le espressioni

dei segnali d'ingresso e d'uscita corrispondenti risultano pertanto:

$$(5) \qquad v_1 = V_1 \operatorname{sen} \omega t \quad , \quad v_2 = A V_1 \operatorname{sen} (\omega t + \alpha) \; ;$$

poichè A è minore di *1* ed α è negativo (formule 4), ne deduciamo che *il segnale d'uscita è minore del segnale d'ingresso ed è sfasato in ritardo rispetto ad esso.*

Più precisamente, il rapporto $A = V_2/V_1$ (*rapporto di trasferimento*), dal valore limite *1* che esso ha per $\omega = 0$, diminuisce progressivamente e tende a zero al crescere di ω; lo sfasamento α è nullo nel caso limite $\omega = 0$ e tende a $-\pi/2$ per ω tendente all'infinito. L'andamento di A e di α in funzione di $f = \omega/2\pi$ è indicato nella figura 3 (i numeri fra parentesi si riferiscono all'esempio riportato in figura): i diagrammi vengono normalmente chiamati *curva di risposta* e *curva di fase* del quadripolo.

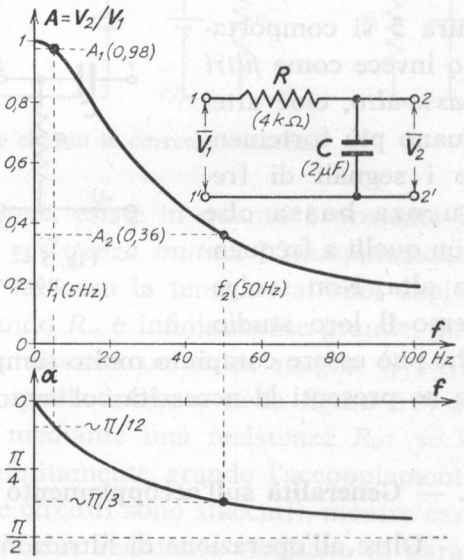


Fig. 3 — Andamento del rapporto di trasferimento $A = V_2/V_1$ e dello sfasamento α in funzione della frequenza.

Poichè il segnale d'uscita è più piccolo di quello d'entrata (all'infuori che alla frequenza zero in cui è uguale), il quadripolo è un *attenuatore* di ampiezza; ma l'attenuazione dipende dalla frequenza e pertanto il quadripolo si presta a compiere una *selezione* fra segnali di frequenza diversa. Supponiamo, infatti, che ai morsetti d'ingresso del quadripolo siano applicati due segnali di uguale ampiezza ma di frequenza f_1 ed f_2, di cui la prima sia abbastanza bassa, così da corrispondere a valori di A vicini ad *1* (fig. 3), mentre la seconda sia abbastanza alta, così da corrisponde a valori di A relativamente piccoli: i segnali sono allora trasferiti all'uscita con ampiezze assai diverse. Si può allora dire che il quadripolo si comporta come un *filtro*, il quale lascia passare più agevolmente i segnali di frequenza bassa che non quelli

di frequenza alta; più comunemente ciò si esprime dicendo che il quadripolo si comporta come un *filtro passa-basso.*

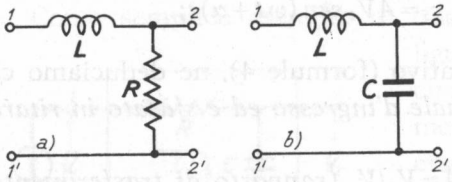


Fig. 4 — Altri semplici filtri *passa-basso.*

Operando nello stesso modo si potrebbe verificare che hanno comportamento *passa-basso* anche altri semplici quadripoli come quelli indicati nella figura 4; i quadripoli della figura 5 si comportano invece come *filtri passa-alto*, cioè attenuano più fortemente i segnali di frequenza bassa che non quelli a frequenza alta. Non svolgeremo il loro studio, che può essere compiuto molto semplicemente, di volta in volta, quando se ne presenti la necessità col metodo usato precedentemente.

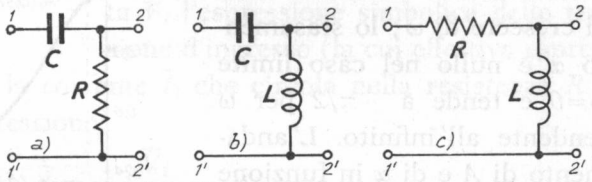


Fig. 5 — Alcuni semplici quadripoli che si comportano come filtri *passa-alto.*

2. — Generalità sull'accoppiamento di due circuiti.

Oltre all'operazione di filtrazione a cui si è accennato nel paragrafo precedente, i quadripoli interposti fra generatori ed utilizzatori (fig. 1) possono svolgere innumerevoli altre funzioni che nell'attuale fase iniziale del nostro studio non possono essere comprese e perciò sarebbe inutile specificare. In relazione a tali funzioni la costituzione della rete circuitale interna del quadripolo può essere anche assai complicata. Mentre non sarebbe di alcun vantaggio entrare in particolari su tale costituzione, è molto utile rendersi conto dei fenomeni fisici che presiedono al trasferimento dei segnali, dai morsetti d'ingresso a quelli d'uscita, attraverso la rete circuitale interna: ciò conduce allo studio delle modalità di accoppiamento fra circuiti che ci proponiamo qui di intraprendere.

Quando due circuiti sono disposti e connessi in maniera tale che l'energia elettrica possa passare dall'uno all'altro, essi si dicono *accoppiati.* Consideriamo, ad esempio, due circuiti in corrente continua, formati da generatori e resistenze, isolati fra loro (fig. 6 *a*). Nessuno scambio

di energia è possibile fra di essi; se, però, i due circuiti hanno in comune un tratto di resistenza, R_m, come è mostrato nella figura 6 *b*), la corrente del primo circuito, I_1, circolando in R_m provoca ai suoi capi una tensione $R_m I_1$ che agisce nel secondo circuito; così pure la corrente I_2, circolando in R_m provoca una tensione $R_m I_2$ che agisce nel primo circuito.

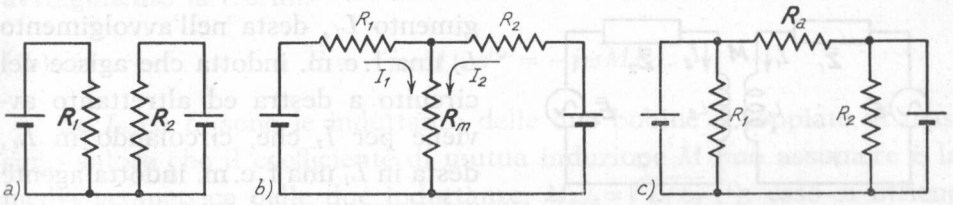


Fig. 6 — Accoppiamento di due circuiti in corrente continua.

L'*accoppiamento*, cioè la *mutua azione*, esiste in quanto è presente la resistenza R_m, che si dice appunto *resistenza mutua*. L'accoppiamento è nullo quando è $R_m = 0$, perchè in tal caso la tensione ai suoi capi è sempre nulla; è invece massimo quando R_m è infinitamente grande, perchè in tal caso i due circuiti costituiscono un'unica maglia ($I_1 = I_2$). Un'altra forma di accoppiamento è quella indicata nella figura 6 *c*) ed è attuata collegando i due circuiti mediante una resistenza R_a: se la *resistenza di accoppiamento* R_a è infinitamente grande l'accoppiamento è manifestamente nullo (perchè i due circuiti sono staccati), mentre esso è massimo quando è $R_a = 0$ (perchè le due resistenze risultano in parallelo fra loro).

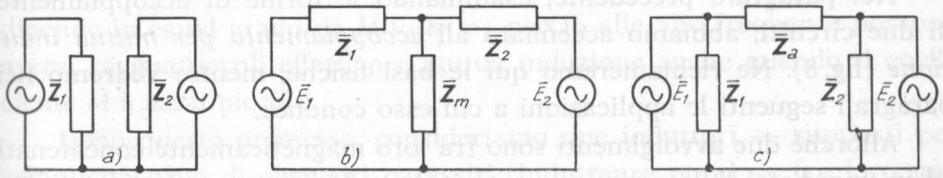


Fig. 7 — Accoppiamento a T ed a π di due circuiti in corrente alternata.

Considerazioni identiche valgono nel caso di due circuiti composti da generatori alternativi ed impedenze (fig. 7 *a*): l'accoppiamento può essere stabilito col *sistema a T* (fig. 7 *b*), servendosi di un'impedenza $\overline{Z}_m$ comune ed entrambi i circuiti, o col *sistema a* π (fig. 7 *c*), collegandoli fra loro mediante un'impedenza $\overline{Z}_a$. Poichè tali impedenze possono avere

varia natura, le modalità di accoppiamento risultano molteplici: tipici casi sono quelli in cui $\overline{Z}_m$ o $\overline{Z}_a$ sono resistenze, capacità od induttanze.

In corrente alternata, oltre ai sistemi di accoppiamento a T o π ora visti, è possibile, ed anzi è comunissimo, l'*accoppiamento per mutua induzione*, schematizzato nella figura 8: la corrente alternata del circuito a sinistra, $\overline{I}_1$, circolando nell'avvolgimento L_1, desta nell'avvolgimento L_2 una f. e. m. indotta che agisce nel circuito a destra ed altrettanto avviene per $\overline{I}_2$ che, circolando in L_2, desta in L_1 una f. e. m. indotta agente nel circuito a sinistra.

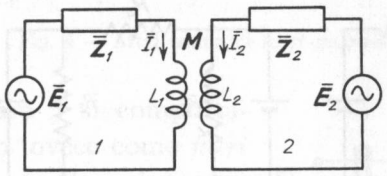


Fig. 8 — Accoppiamento per mutua induzione.

Nei casi che più interessano la tecnica elettronica, generalmente il generatore $\overline{E}_2$ non esiste; si ha cioè un circuito attivo (*primario*) in cui agisce un generatore ed un circuito passivo (*secondario*) alimentato per mezzo dell'accoppiamento. In tali condizioni lo studio dei circuiti del tipo della figura 7 non presenta difficoltà e può essere compiuto coi normali metodi del calcolo simbolico. Lo studio dei circuiti accoppiati per mutua induzione è, invece, di solito meno immediato; ne faremo quindi una trattazione particolare, anche perchè i risultati a cui si arriva hanno carattere generale e possono estendersi agli altri casi.

3. — L'accoppiamento per mutua induzione.

Nel paragrafo precedente, esaminando le forme di accoppiamento di due circuiti, abbiamo accennato all'*accoppiamento per mutua induzione* (fig. 8). Ne richiameremo qui le basi fisiche, mentre vedremo nei paragrafi seguenti le applicazioni a cui esso conduce.

Allorchè due avvolgimenti sono fra loro magneticamente concatenati ed in uno d'essi fluisce una corrente i_1 che subisce una variazione, nasce nell'altro una f. e. m. indotta e_2 il cui valore è espresso da:

$$(1) \qquad e_2 = -M \frac{di_1}{dt},$$

dove M è il *coefficiente di mutua induzione* fra i due avvolgimenti, misurato in henry. Se la corrente i_1 è alternata sinusoidale, $i_1 = I_1 \operatorname{sen} \omega t$,

la f. e. m. indotta ha il valore:

$$(2) \qquad e_2 = -M\omega I_1 \cos\omega t = -\omega M I_1 \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right);$$

in notazione complessa, alla corrente $\bar{I}_1 = I_1 e^{j\omega t}$ corrisponde nel secondo avvolgimento la f. e. m.:

$$(3) \qquad \bar{E}_2 = -j\omega M I_1 e^{j\omega t} = -j\omega M \bar{I}_1 .$$

Se L_1 ed L_2 sono le induttanze delle due bobine accoppiate, il massimo valore che il coefficiente di mutua induzione M può assumere è la media geometrica delle due induttanze, $M_{max} = \sqrt{L_1 L_2}$ (1); esso si ottiene quando *tutte* le linee di flusso prodotte da un avvolgimento sono concatenate con l'altro. Il rapporto k fra il coefficiente di mutua induzione effettivo fra due avvolgimenti, M, e quello massimo teorico, M_{max}, si dice *coefficiente di accoppiamento*:

$$(4) \qquad k = \frac{M}{M_{max}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} .$$

Operando a frequenze abbastanza basse (frequenze industriali e di ordine acustico) è possibile ottenere valori di k assai prossimi ad *1* ($M \cong M_{max}$), usando nuclei ferromagnetici chiusi, come si fa nei *trasformatori* (fig. 11); nel campo delle frequenze più alte, e particolarmente alle radiofrequenze, ciò diviene via via più difficile ed infine impossibile, per cui k risulta spesso molto minore di *1*. Occorre peraltro osservare che l'ampiezza della f. e. m. che nasce per mutua induzione, $E_2 = \omega M I_1$, a parità di I_1, dipende in egual grado da M e da ω; perciò alle alte frequenze possono aversi ragguardevoli effetti per mutua induzione anche quando il coefficiente M è assai piccolo.

Dopo queste premesse, consideriamo due induttori — supposti per semplicità privi di elementi parassiti (induttanze pure) — fra loro mutuamente accoppiati; siano L_1, L_2 le induttanze dei due avvolgimenti, k il loro coefficiente di accoppiamento ed $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ il coefficiente di mutua induzione.

Pensando il complesso dei due induttori come un quadripolo che

(1) - G. BATTISTINI - *Elettrotecnica Generale* - Vol. I, Cap. V, n. 3 (Ed. C. Cursi, Pisa).

abbia come morsetti i terminali degli avvolgimenti (fig. 9), applichiamo ai morsetti *1*, *1'* un generatore che produca fra di essi la tensione $\overline{V}_1$. Essendo i morsetti *2*, *2'* aperti, il *secondario* è senza effetto *sul circuito primario* e perciò la corrente che circola nell'induttanza primaria ha il valore:

$$(5) \qquad \overline{I}_1 = \frac{\overline{V}_1}{j\omega L_1} ;$$

corrispondentemente la f.e.m. indotta nell'avvolgimento secondario risulta:

$$(6) \qquad \overline{E}_2 = -j\omega M \overline{I}_1 = -\frac{M}{L_1}\overline{V}_1 .$$

Poichè i morsetti secondari *2*, *2'* sono aperti, si stabilisce fra di essi una tensione $\overline{V}_{2v}$ di valore pari a quello della f.e.m. indotta; il segno della differenza di potenziale $\overline{V}_{2v}$ fra i morsetti *2*, *2'* sarà quello stesso della f.e.m. o quello opposto a seconda del verso dell'avvolgimento. L'espressione della tensione $\overline{V}_{2v}$ ai morsetti *2*, *2'* aperti sarà pertanto:

$$(7) \qquad \overline{V}_{2v} = \pm j\omega M \overline{I}_1 = \pm \frac{M}{L_1}\overline{V}_1 ;$$

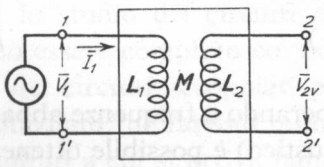


Fig. 9 — Complesso di due induttori ideali accoppiati, pensato come quadripolo.

il significato del doppio segno risulterà chiaro esaminando la situazione dei segni delle tensioni ai capi dei due avvolgimenti negli esempi riportati nella figura 10 ([2]). Una formula analoga alla (7) vale per la tensione ai morsetti *1*, *1'*:

$$(8) \qquad \overline{V}_{1v} = \pm j\omega M \overline{I}_2 = \pm \frac{M}{L_2}\overline{V}_2 .$$

([2]) - I segni indicati ai terminali si riferiscono manifestamente ad un determinato istante e vogliono semplicemente significare che il punto *P* è positivo o negativo rispetto a *Q* quando *A* è positivo rispetto a *B*. Il primo esempio si riferisce a due bobine avvolte nello stesso senso (entrambe destrorse ed entrambe sinistrorse); il secondo al caso di due bobine avvolte in senso opposto. Il terzo esempio è un caso particolare del primo: qui si ha un'unica bobina con presa intermedia e perciò il senso di avvolgimento è il medesimo per le due sezioni fra le quali si considera la mutua induzione.

Ricordando che è $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, le relazioni fra le tensioni primarie e secondarie (form. 7-8) possono scriversi:

$$(9) \qquad \frac{\overline{V}_{2v}}{\overline{V}_1} = \pm \frac{M}{L_1} = \pm k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad , \quad \frac{\overline{V}_{1v}}{\overline{V}_2} = \pm \frac{M}{L_2} = \pm k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \, .$$

Di grande interesse è il caso in cui le due bobine sono avvolte su un medesimo nucleo ferromagnetico chiuso (fig. 11), come è fatto nel normale *trasformatore*. Prescindendo dai flussi dispersi (3), si può ammettere che il coefficiente di accoppiamento k sia uguale ad *1* e che le due induttanze siano proporzionali ai quadrati dei rispettivi numeri di spire (4): $L_1 = h N_1^2$, $L_2 = h N_2^2$. Le formule precedenti divengono in tal modo:

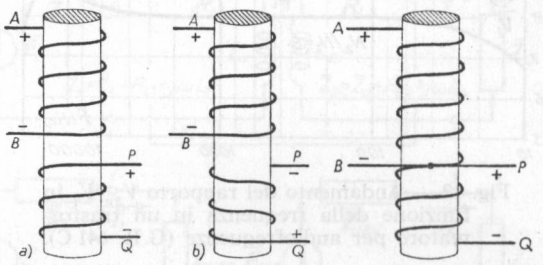


Fig. 10 — Relazione fra i segni delle tensioni, primaria e secondaria, in tre esempi particolari.

$$(10) \qquad \frac{\overline{V}_{2v}}{\overline{V}_1} = \pm \frac{N_2}{N_1} \quad , \quad \frac{\overline{V}_{1v}}{\overline{V}_2} = \pm \frac{N_1}{N_2} \, ,$$

che sono le normali relazioni fra le tensioni ai morsetti di un trasformatore a vuoto: il doppio segno davanti al rapporto del numero delle spire indica semplicemente che le tensioni sono in fase od in opposizione di fase a seconda dei versi dei due avvolgimenti.

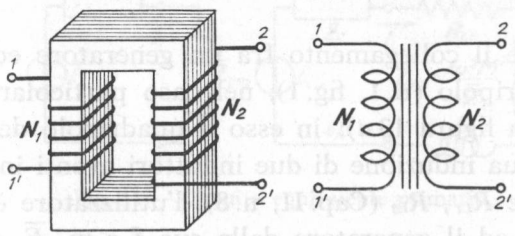


Fig. 11 — Bobine avvolte su un unico nucleo ferromagnetico chiuso. Trasformatore ideale.

Le formule (10) — e le (9) da cui sono state dedotte — indicano che le rela-

(3) - Ciò può farsi, in prima approssimazione, nei buoni trasformatori usati per trasferire i segnali.

(4) - G. BATTISTINI - *Elettrotecnica Generale* - Vol. I, Cap. V, n. 3 (Ed. C. Cursi, Pisa).

zioni fra le tensioni ai morsetti del trasformatore a vuoto *sono indipendenti dalla frequenza* (5). Occorre peraltro non dimenticare che le formule (7) e (8) — da cui derivano la (9) e la (10) — sono state ricavate in condizioni ideali: la presenza nel trasformatore delle resistenze, delle capacità parassite e dei flussi dispersi infirma i risultati e fa sì che nelle relazioni fra le tensioni alle due coppie di morsetti esista in realtà una dipendenza dalla frequenza. A titolo di esempio, nella figura 12 è indicata la dipendenza dalla frequenza del rapporto V_{2v}/V_1 in un trasformatore destinato a segnali acustici, con rapporto dei numeri delle spire $N_2/N_1=8$; dal diagramma — che è la *curva di risposta* del quadripolo (n. 1) — appare chiaramente che il rapporto delle ampiezze V_{2v}/V_1 è del tutto costante, ed uguale ad N_2/N_1, in un vasto campo di frequenze e solo a frequenze abbastanza basse (inferiori a circa *60* Hz) ed abbastanza alte (superiori a circa *5000* Hz) esso varia, per tendere, in definitiva, a zero.

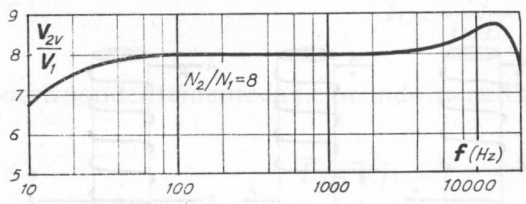


Fig. 12 — Andamento del rapporto V_{2v}/V_1 in funzione della frequenza in un trasformatore per audiofrequenze (G.R. 641 C).

4. — Accoppiamento per mutua induzione fra un generatore ed un utilizzatore.

Prendiamo in considerazione il collegamento fra un generatore ed un utilizzatore tramite un quadripolo (n. 1, fig. 1), nel caso particolarmente interessante indicato nella figura 13 *a*): in esso il quadripolo deriva dall'accoppiamento per mutua induzione di due induttori aventi induttanze L_1, L_2 e resistenze *serie* R_{L1}, R_{L2} (Cap. II, n. 8), l'utilizzatore è caratterizzato dall'impedenza $\overline{Z}_u$ ed il generatore dalla sua f.e.m. $\overline{E}_i$ e dalla sua impedenza interna $\overline{Z}_i$.

(5) - Le conseguenze sono molto importanti per l'impiego del trasformatore con segnali reali, composti di oscillazioni sinusoidali di frequenza diversa; poichè le singole tensioni che compongono il segnale sono trasferite nello stesso rapporto, il segnale complessivo risulta trasferito da una coppia di morsetti all'altra senza deformazione.

Agli effetti del generatore, tutto il complesso a destra dei morsetti *11'* si comporta manifestamente come un'impedenza, che diremo $\overline{Z}_{ueq}$ (fig. 13 *b*); per quanto riguarda l'utilizzatore $\overline{Z}_u$, poi, tutto il circuito a sinistra dei morsetti *22'* si comporta come un generatore, che avrà una sua propria f. e. m. $\overline{E}_{ieq}$ ed una sua impedenza interna $\overline{Z}_{ieq}$ (fig. 13 *c*). Deriva da ciò che lo studio del circuito completo della figura 13 *a*) può essere compiuto in due tempi, considerando separatamente i suoi due circuiti equivalenti, *primario* (fig. 13 *b*) e *secondario* (fig. 13 *c*).

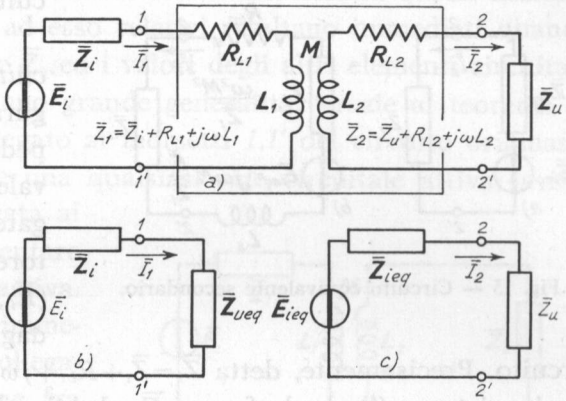


Fig. 13 — Collegamento per mutua induzione fra un generatore ed un utilizzatore. Circuiti equivalenti *primario* (*b*) e *secondario* (*c*).

L'impedenza $\overline{Z}_{ueq}$ che compare nel *circuito equivalente primario* (fig. 14 *a*) comprende naturalmente la resistenza R_{L1} e la reattanza $j\omega L_1$ dell'avvolgimento primario; ma dovrà anche contenere una parte che renda conto dell'influenza esercitata, attraverso alla mutua induzione, dal *circuito secondario*. Tale parte è un'impedenza $\overline{Z}_{1,2}$ — denominata *impedenza secondaria riportata a primario* — il cui valore è legato a quello dell'impedenza del circuito secondario $\overline{Z}_2=\overline{Z}_u+R_{L2}+j\omega L_2$. Si trova col calcolo (e noi lo dimostreremo in appendice al paragrafo) che l'impedenza secondaria riportata a primario ha il valore:

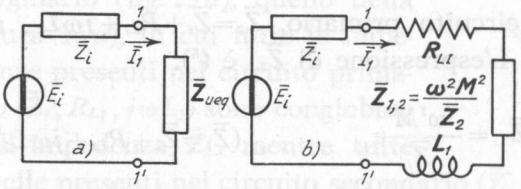


Fig. 14 — Circuito equivalente primario.

$$(1) \qquad \overline{Z}_{1,2}=\frac{\omega^2M^2}{\overline{Z}_2} \qquad (\overline{Z}_2=\overline{Z}_u+R_{L2}+j\omega L_2);$$

essa è uguale a zero unicamente se $\overline{Z}_2$ è infinitamente grande, il che si

ha quando il circuito secondario è aperto ($\overline{Z}_u$ staccata). Coll'introduzione dell'*impedenza secondaria riportata a primario*, il circuito equivante primario assume l'aspetto indicato nella figura 14 *b*): i calcoli ad esso relativi risultano immediati quando siano note le impedenze $\overline{Z}_1$ e $\overline{Z}_2$ ed i valori degli altri elementi circuitali.

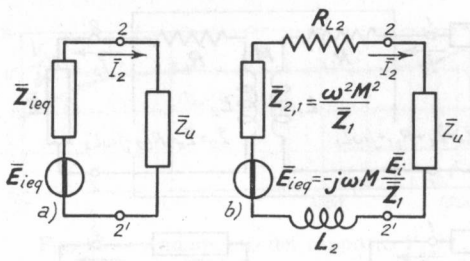


Fig. 15 — Circuito equivalente secondario.

Per quanto riguarda il *circuito equivalente secondario* (figura 15 *a*) la f. e. m. $\overline{E}_{ieq}$ e l'impedenza $\overline{Z}_{ieq}$ del generatore equivalente sono manifestamente legate agli elementi del generatore applicato ai morsetti *1,1'* ($\overline{E}_i$, $\overline{Z}_i$), ma dipendono anche dagli altri elementi presenti nel circuito. Precisamente, detta $\overline{Z}_1=\overline{Z}_i+R_{L1}+j\omega L_1$ la totale impedenza primaria, si trova (6) che la f. e. m. $\overline{E}_{ieq}$ ha il valore:

$$(2) \qquad \overline{E}_{ieq}=-j\omega M\frac{\overline{E}_i}{\overline{Z}_1} \quad (7),$$

mentre $\overline{Z}_{ieq}$ è la somma della resistenza R_{L2} e della reattanza $j\omega L_2$ dell'avvolgimento secondario a cui si aggiunge un'impedenza $\overline{Z}_{2,1}$ (*impedenza primaria riportata a secondario*) che rende conto dell'influenza esercitata dall'impedenza del circuito primario, $\overline{Z}_2=\overline{Z}_i+R_{L1}+j\omega L_1$, attraverso alla mutua induzione. L'espressione di $\overline{Z}_{2,1}$ è (8):

$$(3) \qquad \overline{Z}_{2,1}=\frac{\omega^2M^2}{\overline{Z}_1} \qquad (\overline{Z}_1=\overline{Z}_i+R_{L1}+j\omega L_1);$$

---

(6) - La determinazione potrebbe essere fatta mediante il teorema di Thevenin, ma risulta più rapida se condotta direttamente per via matematica, come faremo nell'appendice al paragrafo.

(7) - La f. e. m. $\overline{E}_{ieq}$ è la tensione che si manifesta ai morsetti *2, 2'* del circuito originario (fig. 13 *a*) quando $\overline{Z}_u$ è staccata (tensione a vuoto). In tali condizioni, infatti, la corrente nel circuito primario ha semplicemente il valore $\overline{E}_i/\overline{Z}_1$ e pertanto la f. e. m. indotta a secondario (coincidente con la tensione ai morsetti *2, 2'* aperti) ha il valore $-j\omega M\overline{E}_i/\overline{Z}_1$.

(8) - La dimostrazione è svolta in appendice.

per cui, in definitiva, l'impedenza interna $\overline{Z}_{ieq}$ del generatore equivalente, che alimenta l'utilizzatore (fig. 15 *a*), ha il valore:

$$(4) \qquad \overline{Z}_{ieq} = \overline{Z}_{2,1} + R_{L2} + j\omega L_2 \ ,$$

e la struttura del circuito equivalente secondario risulta quella indicata nella figura 15 *b*): i calcoli ad esso relativi risultano immediati quando siano note le impedenze $\overline{Z}_1$ e $\overline{Z}_u$ ed i valori degli altri elementi circuitali.

I risultati raggiunti hanno grande generalità: grazie al teorema di Thevenin, il generatore collegato ai morsetti *1,1'* del circuito originario (fig. 13 *a*) può rappresentare una qualsiasi rete circuitale attiva; a sua volta l'impedenza $\overline{Z}_u$ collegata ai morsetti *2,2'* può rappresentare una qualsiasi rete lineare passiva. Pertanto lo studio svolto è immediatamente estendibile al collegamento per mutua induzione fra due generiche reti lineari, l'una attiva e l'altra passiva.

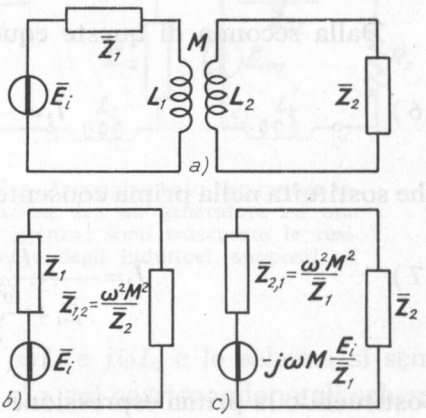


Fig. 16 — Schematizzazione dell'accoppiamento per mutua induzione fra un circuito attivo ed uno passivo.

I risultati possono, poi, essere formalmente semplificati e resi mnemonicamente più agevoli considerando, al posto del circuito originario (fig. 13 *a*), quello della figura 16 *a*), in cui tutte le impedenze presenti nel circuito primario ($\overline{Z}_i$, R_{L1}, $j\omega L_1$) sono conglobate nell'impedenza $\overline{Z}_1$, mentre tutte quelle presenti nel circuito secondario ($\overline{Z}_u$, R_{L2}, $j\omega L_2$) sono raccolte in $\overline{Z}_2$: i circuiti equivalenti, primario e secondario, hanno allora i semplici schemi *b*) e *c*) della stessa figura 16. I risultati possono così sintetizzarsi: *Nel collegamento per mutua induzione fra due circuiti, di cui uno attivo (primario), di f. e. m.* $\overline{E}_i$ *ed impedenza* $\overline{Z}_1$, *e l'altro passivo (secondario) di impedenza* $\overline{Z}_2$ (fig. 16 *a*), *i due circuiti possono essere studiati separatamente. Nel primario deve però essere introdotta l'impedenza* $\overline{Z}_{1,2}=\omega^2M^2/\overline{Z}_2$ (fig. 16 *b*), *mentre nel secondario deve considerarsi agente un generatore di f. e. m.* $-j\omega M\overline{E}_i/\overline{Z}_1$ *ed impedenza interna* $\overline{Z}_{2,1}=\omega^2M^2/\overline{Z}_1$ (fig. 16 *c*).

APPENDICE: DEDUZIONE MATEMATICA DELLE PROPRIETÀ DEI CIRCUITI ACCOPPIATI PER MUTUA INDUZIONE. Con riferimento alla figura 13 *a*), se nell'avvolgimento del circuito primario circola una corrente $\bar{I}_1$, nasce nell'avvolgimento secondario una f. e. m. $-j\omega M\bar{I}_1$; analogamente, se nell'avvolgimento secondario circola una corrente $\bar{I}_2$, nasce nell'avvolgimento primario la f. e. m. $-j\omega M\bar{I}_2$. Di conseguenza sono presenti nel circuito primario le f. e. m. $\bar{E}_i$ e $-j\omega M\bar{I}_2$, mentre nel secondario è presente la sola f. e. m. $-j\omega M\bar{I}_1$. Applicando la legge di Ohm separatamente ai due circuiti si ottiene il sistema:

$$(5)\qquad \begin{cases} \bar{E}_i - j\omega M\bar{I}_2 = \bar{I}_1(\bar{Z}_i + R_{L1} + j\omega L_1) = \bar{I}_1\bar{Z}_1 \ , \\ -j\omega M\bar{I}_1 = \bar{I}_2(j\omega L_2 + R_{L2} + \bar{Z}_u) = \bar{I}_2\bar{Z}_2 \ . \end{cases}$$

Dalla seconda di queste equazioni si ottiene:

$$(6)\qquad \bar{I}_2 = -j\omega M\frac{\bar{I}_1}{\bar{Z}_2},$$

che sostituita nella prima consente di risolverla rispetto ad $\bar{I}_1$; il risultato è:

$$(7)\qquad \bar{I}_1 = \frac{\bar{E}_i}{\bar{Z}_1 + \dfrac{\omega^2 M^2}{\bar{Z}_2}} = \frac{\bar{E}_i}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_{1,2}} \qquad \left(\bar{Z}_{1,2} = \frac{\omega^2 M^2}{\bar{Z}_2}\right).$$

Sostituendo la prima espressione di I_1 nella (6), si ottiene per $\bar{I}_2$ la formula:

$$(8)\qquad \bar{I}_2 = \frac{-j\omega M\dfrac{\bar{Z}_1}{\bar{E}_i}}{\bar{Z}_2 + \dfrac{\omega^2 L^2}{\bar{Z}_1}} = \frac{\bar{E}_{ieq}}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_{2,1}} \qquad \left(\bar{Z}_{2,1} = \frac{\omega^2 M^2}{\bar{Z}_1}\right).$$

La formula (7) mostra che la corrente nel circuito primario, $\bar{I}_1$, può calcolarsi come se il circuito secondario non esistesse ma venisse riportata nel primario un'impedenza $\bar{Z}_{1,2} = \omega^2 M^2/\bar{Z}_2$; la formula (8) mostra che la corrente secondaria, $\bar{I}_2$, può calcolarsi considerando presente in serie a $\bar{Z}_2$ $(= j\omega L_2 + R_{L2} + \bar{Z}_u)$ una f. e. m. di valore $\bar{E}_{ieq} = -j\omega M\bar{E}_1/\bar{Z}_1$ ed un'impedenza $\bar{Z}_{2,1} = \omega^2 M^2/\bar{Z}_1$. Risultano in tal modo provate le asserzioni dianzi fatte (form. 1, 2, 3,) e giustificati gli schemi equivalenti primario e secondario (figg. 14 *b*, 15 *b*, 16 *b*, *c*) già adottati.

5. — Accoppiamento per mutua induzione fra un generatore ed un utilizzatore resistivo.

Un caso particolare molto comune dello schema generale della figura 13 *a*) è quello in cui l'utilizzatore è una resistenza, $\overline{Z}_u = R_2$: ad essa il generatore, collegato ai morsetti *1,1'*, fornisce energia tramite l'accoppiamento per mutua induzione. Osservando che una parte dell'energia dal generatore è dissipata nelle resistenze degli avvolgimenti (R_{L1}, R_{L2}) e risulta, così, perduta agli effetti del trasferimento energetico dal generatore all'utilizzatore, nell'attuazione pratica dell'accoppiamento si cerca di operare con induttori con alto Q (Cap. II, n. 8); le resistenze R_{L1}, R_{L2} risultano allora generalmente trascurabili di fronte alle reattanze $j\omega L_1$ e $j\omega L_2$ e lo schema si semplifica nel modo indicato nella figura 17 *a*) a cui corrispondono gli schemi equivalenti primario (*b*) e secondario (*c*) della stessa figura.

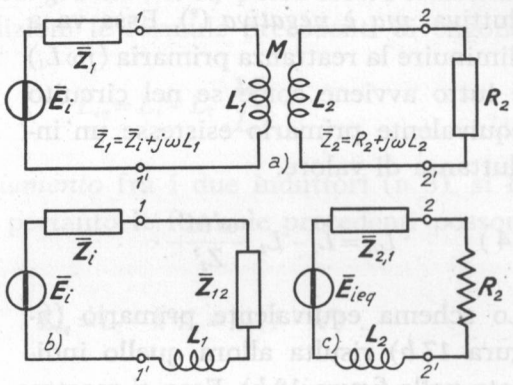


Fig. 17 — Accoppiamento per mutua induzione fra un generatore ed una resistenza: sono trascurate le resistenze degli induttori, supposti ad alto Q.

In vista di sviluppi futuri è utile prendere in considerazione particolarmente il *circuito equivalente primario* (fig. 17 *b*). L'impedenza secondaria riportata in esso ha l'espressione:

$$(1) \qquad \overline{Z}_{1,2} = \frac{\omega^2 M^2}{\overline{Z}_2} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2}.$$

Razionalizzando si ottiene:

$$(2) \qquad \overline{Z}_{1,2} = \frac{\omega^2 M^2 (R_2 - j\omega L_2)}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2};$$

osservando che il denominatore è il quadrato del modulo Z_2 dell'impedenza secondaria, la (2) si può scrivere:

$$(3) \qquad \overline{Z}_{1,2} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 - j\omega L_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}.$$

L'*impedenza secondaria riportata a primario* è dunque composta di una *parte resistiva* (la parte reale di $\overline{Z}_{1,2}$), che rende conto dell'energia trasferita a secondario ed utilizzata in $\overline{Z}_u = R_2$, e di una *parte reattiva* (la parte immaginaria $\overline{Z}_{1,2}$) che ha la struttura matematica di una reattanza induttiva, *ma è negativa* (9). Essa va a diminuire la reattanza primaria ($j\omega L_1$) e tutto avviene come se nel circuito equivalente primario esistesse un'induttanza di valore:

$$(4) \qquad L_{eq} = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot$$

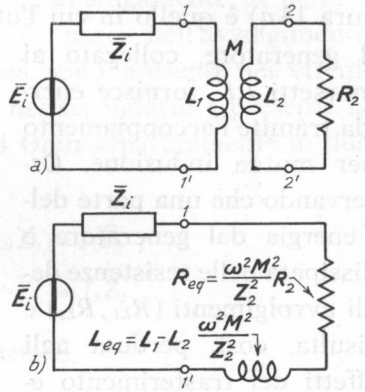


Fig. 18 — Struttura del circuito primario: l'accoppiamento ha prodotto nel primario l'introduzione di una resistenza ed una diminuzione dell'induttanza.

Lo schema equivalente primario (figura 17 *b*) risulta allora quello indicato nella figura 18 *b*). Esso ci mostra che accoppiare per mutua induzione (L_1, L_2, M) una resistenza R_2 ad un generatore ($\overline{E}_i, \overline{Z}_i$) equivale a collegare ai morsetti di questo una resistenza R_{eq} ed un'induttanza equivalente in serie fra loro ed espresse dalle relazioni:

$$(5) \qquad R_{eq} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 = \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} R_2 \,,$$

$$(6) \qquad L_{eq} = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \cdot$$

Vedremo nel prossimo paragrafo come, facendo uso di un trasformatore ben dimensionato, sia possibile annullare praticamente l'induttanza L_{eq}, cosicchè l'effetto dell'accoppiamento si riduce al collegamento della sola R_{eq} ai morsetti del generatore.

(9) - Posto infatti $L = L_2 \omega^2 M^2 / Z_2^2$, la parte immaginaria della (3) si scriverà $-j\omega L$, che può interpretarsi come una reattanza induttiva negativa.

6. — Accoppiamento fra un generatore ed un utilizzatore per mezzo di un trasformatore. Trasformazione delle resistenze.

Le formule (5) e (6) del numero precedente, che forniscono i valori di R_{eq} ed L_{eq} (fig. 18), subiscono una notevole semplificazione se, nel compiere l'accoppiamento fra un generatore ed un utilizzatore di resistenza R_2, *si ha cura di scegliere* L_2 *così grande che* R_2^2 *possa essere trascurata di fronte ad* $\omega^2 L_2^2$; in tali condizioni le formule precedenti divengono:

$$(1) \qquad R_{eq} = \frac{M^2}{L_2^2} R_2 \quad , \quad L_{eq} = L_1 - L_2 \frac{M^2}{L_2^2} \cdot$$

Se k è il *coefficiente di accoppiamento* fra i due induttori (n. 3), si ha $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ (form. 4 del n. 3), e pertanto le formule precedenti possono scriversi:

$$(2) \qquad R_{eq} = k^2 \frac{L_1}{L_2} R_2 \quad , \quad L_{eq} = L_1 - k^2 L_1 = L_1 (1 - k^2) \ .$$

Appare da queste formule che L_{eq} è tanto più piccola quanto più grande è il coefficiente di accoppiamento ed addirittura si annulla se è $k = 1$. A questa condizione si può giungere *in maniera pratica* nei buoni trasformatori con nucleo ferromagnetico chiuso (n. 3, fig. 11).

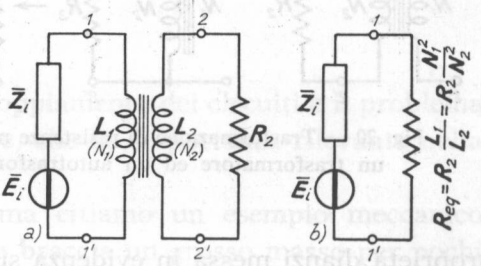


Fig. 19 — Collegamento di un generatore ad una resistenza R_2 tramite un trasformatore ideale.

Stabilendo, con un siffatto trasformatore, l'accoppiamento fra un generatore ed un utilizzatore resistivo (fig. 19 *a*) — ed avendo cura che sia verificata la condizione $\omega L_2 \gg R_2$, su cui sono fondate le formule (1) — lo schema equivalente *b*) della figura 18 si riduce a quello della figura 19 *b*), in cui non compare più L_{eq}, che ha valore nullo. Da tale schema appare che, agli effetti del generatore, tutto avviene come se il trasformatore non esistesse ed ai suoi morsetti fosse collegata direttamente una resistenza di valore $R_{eq} = R_2 L_1 / L_2$; tale espressione può essere modificata e resa più pratica osservando che in un trasformatore ideale, come quello da noi preso in considerazione, il rapporto L_1/L_2 delle induttanze

degli avvolgimenti è pari al rapporto fra i quadrati dei corrispondenti numeri di spire N_1^2/N_2^2 (n. 3). L'espressione della resistenza equivalente risulta pertanto:

$$(3) \qquad R_{eq} = R_2 \frac{N_1^2}{N_2^2} \cdot$$

A questo risultato si può dare un interessante e pratico significato osservando — con riferimento alla figura 19 — che l'interposizione di un trasformatore fra il generatore e la resistenza R_2 equivale a trasferire questa ai morsetti del generatore, *moltiplicata per il quadrato del rapporto di trasformazione* N_1/N_2. Il trasformatore può allora essere considerato *un organo capace di trasformare una resistenza* R_2 *collegata ad una coppia di morsetti in un'altra di valore* $R_{eq} = R_2 N_1^2/N_2^2$ e ciò in maniera del tutto indipendente dalla frequenza del generatore applicato.

I risultati precedenti valgono, a rigore, solo per un trasformatore ideale ([10]), ma sono utilizzabili con buona approssimazione anche per i trasformatori reali; occorre naturalmente che questi siano ben costruiti ed inoltre che la resistenza R_2 sia molto piccola di fronte alla reattanza dell'avvolgimento a cui è collegata. In tali condizioni, la proprietà dianzi messa in evidenza suole essere espressa, sinteticamente ed a scopo mnemonico, con la regola: *mediante un trasformatore le resistenze si trasformano secondo il quadrato del rapporto di trasformazione.* La regola vale anche quando, al posto di un trasformatore vero e proprio, viene usato un autotrasformatore (fig. 20).

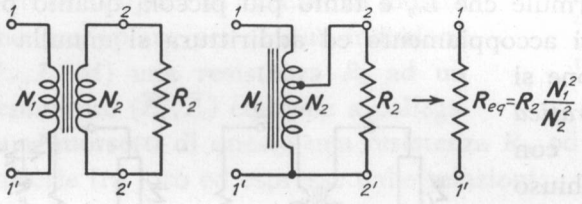


Fig. 20 — Trasformazione di resistenze mediante un trasformatore ed un autotrasformatore.

Alla regola di trasformazione delle resistenze si può dare un interessante significato energetico osservando che entro un trasformatore ideale (o che si comporti praticamente come tale) non si hanno perdite di energia: perciò la potenza che viene consumata nella resistenza R_2 connessa ai morsetti 2, 2' (fig. 19 *a*) è uguale alla potenza immessa nel trasformatore,

([10]) - Privo, cioè, di resistenze e capacità parassite oltre che di flussi dispersi ($k=1$).

tramite i morsetti *1*, *1'*, dal generatore. Detti V_{1eff}, V_{2eff} i valori efficaci delle tensioni alle due coppie di morsetti (legati fra loro dalla relazione $V_{1eff}:V_{2eff}=N_1:N_2$), la potenza consumata in R_2 ha il valore V_{2eff}^2/R_2; pertanto il trasformatore, visto dai morsetti *1*, *1'*, dovrà comportarsi come una resistenza equivalente in cui, sotto l'azione di V_{1eff}, si dissipi la medesima potenza. Si dovrà, cioè, avere:

$$(4) \qquad \frac{V_{1eff}^2}{R_{eq}} = \frac{V_{2eff}^2}{R_2} ;$$

da cui deriva la relazione:

$$(5) \qquad R_{eq}=R_2 \frac{V_{2eff}^2}{V_{1eff}^2}=R_2 \frac{N_1^2}{N_2^2} ,$$

che coincide con la (3), ricavata per via completamente diversa. Se ne deduce che la regola della trasformazione delle resistenze è una conseguenza del fatto che nel trasformatore la potenza viene trasferita integralmente dal primario al secondario e viceversa; la sua validità pratica è quindi legata al fatto che le perdite nel trasformatore siano irrilevanti.

7. — **Adattamento delle impedenze.**

Strettamente connesso con l'accoppiamento dei circuiti è il problema della *trasformazione delle impedenze*, che ha importanza rilevante nella tecnica elettronica.

Per renderci conto del problema citiamo un esempio meccanico molto semplice: si debba sollevare a braccia un grosso masso per pochi centimetri; è ben noto che una leva rende più agevole il sollevamento pur rimanendo lo stesso il lavoro da compiersi. Il compito della leva è quello di modificare a nostro favore il rapporto dei due fattori del lavoro, forza e spostamento, lasciandone inalterato il prodotto. Analogamente in un automobile il compito del cambio di velocità è quello di modificare il rapporto fra l'entità della coppia sviluppata e la velocità, adattandolo alle esigenze della strada. Ed ecco un esempio elettrico: è noto come nel trasporto dell'energia elettrica occorra modificare fra loro i rapporti fra i due fattori della potenza elettrica, tensione e corrente, onde ottenere il massimo rendimento. Lo stesso problema si presenta però spesso sotto un diverso aspetto: si abbia, ad esempio, un elettromotore di f. e. m. $\overline{E}$

e resistenza interna R_i chiuso su una resistenza R e si voglia determinare il valore di quest'ultima a cui corrisponde la migliore utilizzazione della potenza del generatore. La corrente ha ampiezza $I=E/(R+R_i)$, la potenza risulta:

$$(1) \qquad P=\frac{RI^2}{2}=\frac{RE^2}{2(R+R_i)^2},$$

che è massima per $R=R_i$ ([11]); esiste dunque una condizione di ottimo nel collegamento fra elettromotore ed utilizzatore.

La situazione verificata per l'elettromotore e la resistenza di utilizzazione è generale: quando si collegano fra loro due apparecchi — di cui il primo si comporti da generatore di segnali, l'altro da utilizzatore — esiste una relazione ben definita fra le loro impedenze, in corrispondenza alla quale *il comportamento è ottimo* ([12]). Difficilmente accade che questa relazione sia soddisfatta direttamente: ad esempio, per necessità costruttive, un altoparlante presenta una resistenza di pochi ohm, mentre *l'amplificatore* a cui esso deve essere collegato richiede una resistenza di utilizzazione di qualche migliaio di ohm per funzionare correttamente. Se si eseguisse direttamente il collegamento, non si utilizzerebbe che una piccola frazione della massima potenza che l'amplificatore può dare ed inoltre nascerebbero gravi distorsioni del suono; occorre perciò interporre fra l'amplificatore e l'altoparlante un dispositivo ([13]) che *trasformi* la resistenza dell'altoparlante in una resistenza *adatta* all'amplificatore. Queste *trasformazioni di resistenze* o, più generalmente, di *impedenze*, per compierne l'*adattamento* a particolari esigenze, sono frequentissime

---

([11]) - La dimostrazione di ciò si ottiene esaminando la derivata di P rispetto ad R, che ha l'espressione:

$$\frac{dP}{dR}=\frac{E^2}{2}\,\frac{(R+R_i)^2-2R\,(R+R_i)}{(R+R_i)^4}=\frac{E^2}{2}\,\frac{R_i-R}{(R+R_i)^3};$$

essa si annulla per $R=R_i$, è positiva per $R<R_i$, negativa per $R>R_i$. Pertanto la condizione $R=R_i$ corrisponde ad un massimo.

([12]) - *Comportamento ottimo* è un'indicazione generica, ma non è possibile dare una precisazione migliore senza specificare la situazione particolare a cui ci si riferisce e che si vedrà nei singoli casi: spesso significa *trasferimento di potenza massimo*, ma può anche indicare *massima ampiezza del segnale* (tensione o corrente), oppure anche *minima distorsione* del segnale stesso.

([13]) - Esso sarà necessariamente un apparecchio con due coppie di morsetti (ossia un *quadripolo*), una delle quali connessa all'altoparlante, l'altra all'amplificatore.

nella tecnica elettronica e prendono il nome generale di *adattamenti di impedenza.*

Nel campo dei segnali di bassa frequenza le trasformazioni di resistenze si compiono coi *trasformatori*, sfruttando la proprietà messa in luce nel paragrafo precedente; così, nell'esempio citato, se l'altoparlante ha una resistenza di $5\,\Omega$, mentre l'amplificatore, per funzionare correttambente, richiede una resistenza di $4500\,\Omega$, l'*adattamento* potrà compiersi mediante un trasformatore con rapporto di trasformazione $N_1/N_2=30$. Collegando infatti la resistenza $R_2=5\,\Omega$ ai morsetti dell'avvolgimento di N_2 spire, la resistenza equivalente che appare all'altra coppia di morsetti avrà il valore desiderato ([14]):

$$(2) \qquad R_{eq}=R_2\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2=5\cdot 30^2=4500\,\Omega\,.$$

Un altro esempio di adattamento di impedenza è il seguente: si desidera che un generatore alternativo di resistenza interna R_i alimenti

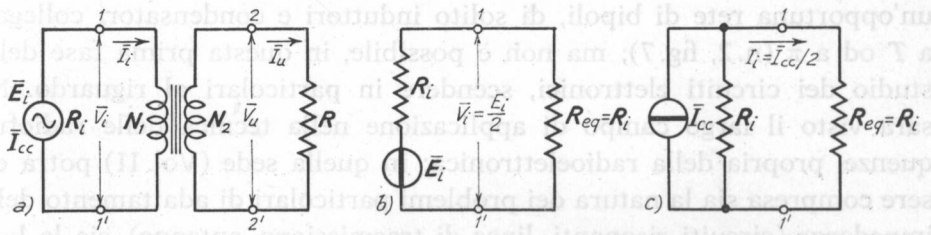


Fig. 21 — Adattamento mediante trasformatore fra un generatore ed un utilizzatore per il massimo trasferimento di potenza.

un utilizzatore di resistenza R con la massima potenza possibile (massima tensione e massima corrente). Per quanto si è visto in relazione alla formula (1), occorre interporre fra il generatore e l'utilizzatore un trasformatore (fig. 21 *a*) con un rapporto di trasformazione tale da convertire la resistenza R in una resistenza $R_{eq}=R_i$. È facile verificare ([15]) che il

([14]) - Naturalmente il trasformatore deve essere tale che siano soddisfatte le condizioni di validità della formula di trasformazione (n. 6). In particolare, per ogni frequenza contenuta nel segnale, la reattanza dell'avvolgimento secondario deve essere molto maggiore di R_2.

([15]) - Essendo $R_{eq}=RN_1^2/N_2^2$ (n. 6, form. 5), dovrà essere $N_1^2/N_2^2=R_i/R$, da cui si deduce la (3).

rapporto di trasformazione deve avere il valore:

$$(3) \qquad \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_i}{R_u}} \; ;$$

dette poi $\overline{E}_i$ ed $\overline{I}_{cc} = \overline{E}_i / R_i$ la f. e. m. e la corrente di cortocircuito del generatore (fig. 21 *b*, *c*), le espressioni della potenza P_u trasferita nell'utilizzatore e delle ampiezze I_u e V_u della corrente e della tensione in esso risultano ([16]):

$$(4) \qquad P_u = \frac{1}{4} E_i I_{cc} \quad , \quad I_u = \frac{1}{2} I_{cc} \sqrt{\frac{R_i}{R}} \quad , \quad V_u = \frac{1}{2} E_i \sqrt{\frac{R}{R_i}} \; ,$$

e sono i massimi valori ottenibili col dato generatore ed il dato utilizzatore.

L'uso del trasformatore, come si è già detto, è comunemente limitato ai segnali che contengono frequenze di ordine acustico ([17]). A frequenze più alte, e particolarmente alle radiofrequenze (Vol. II), il trasformatore è sostituito da un quadripolo a mutua induzione (n. 6) o formato con un'opportuna rete di bipoli, di solito induttori e condensatori collegati a T od a π (n. 2, fig. 7); ma non è possibile, in questa prima fase dello studio dei circuiti elettronici, scendere in particolari al riguardo. Ne sarà visto il largo campo di applicazione nella tecnica delle radiofrequenze, propria della radioelettronica; in quella sede (Vol. II) potrà essere compresa sia la natura dei problemi particolari di adattamento delle impedenze (circuiti risonanti, linee di trasmissione, antenne), sia la loro soluzione coi metodi accennati.

([16]) - Con riferimento agli schemi equivalenti *b*) e *c*) della figura 21, la tensione e la corrente in $R_{eq} = R_i$ hanno i valori $\overline{V}_i = \overline{E}_i / 2$, $\overline{I}_i = \overline{I}_{cc} / 2$; per cui la potenza in $R_{eq} = R_i$ risulta $P = V_i I_i / 2 = E_i I_{cc} / 4$. Se il trasformatore è idealmente privo di perdite, la potenza viene integralmente trasferita a secondario e quindi risulta $P_u = P = E_i I_{cc} / 4$; inoltre le ampiezze della tensione e della corrente secondarie sono legate a quelle primarie dalle relazioni $V_u = V_i N_2 / N_1$, $I_u = I_i N_1 / N_2$, da cui, tenendo conto della (3), derivano le relazioni (4).

([17]) - Si costruiscono, peraltro, con tecniche particolari, trasformatori adatti per segnali contenenti anche frequenze molto alte (*trasformatori per impulsi*) che trovano impiego nella tecnica dei segnali impulsivi (Vol. III).

PARTE SECONDA

I COMPONENTI ELETTRONICI

CAPITOLO IV

L'EMISSIONE ELETTRONICA ED IL DIODO

1. — Gli elettroni.

Dopo aver esaminato nella Parte I il comportamento dei circuiti formati essenzialmente di resistori, condensatori, induttori, trasformatori e generatori, dovremo studiare le profonde modificazioni prodotte nei circuiti stessi dall'introduzione dei *componenti elettronici* (tubi elettronici, transistori, ecc.). Per potere giungere a ciò occorre, peraltro, svolgere uno studio preventivo sulla costituzione dei suddetti componenti elettronici, rendendoci conto dei fenomeni fisici che in essi vengono sfruttati e delle loro proprietà. È questo, il compito dell'intera Parte II di questo volume; nel presente capitolo esamineremo i fenomeni fisici che sono alla base dei tubi elettronici e studieremo il più semplice di essi, che è il *diodo*.

I *componenti elettronici* sfruttano essenzialmente il movimento di *elettroni* nel vuoto, entro gas rarefatti o entro cristalli quasi isolanti (*semiconduttori*). Come è noto l'elettrone possiede la più piccola quantità di elettricità ottenibile; la sua carica, *sempre negativa*, ha il valore $e \cong 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb. Il movimento di elettroni costituisce una corrente elettrica: precisamente il passaggio di $635 \cdot 10^{16}$ elettroni al secondo attraverso ad una superficie corrisponde al passaggio attraverso alla medesima della corrente di *1* A. Per ragioni storiche occorre assumere come verso della corrente il verso opposto a quello secondo cui si muovono gli elettroni (fig. 1).

Gli elettroni possiedono una massa avente il valore $m \cong 9{,}1 \cdot 10^{-31}$ kg; nel vuoto essi si muovono liberamente ed il loro moto, in assenza di forze applicate, conformemente alla legge di inerzia, è rettilineo ed uniforme. Le forze esterne, prodotte da campi elettrici o magnetici, provocano un'accelerazione dell'elettrone in direzione della forza, così che ne può risultare una variazione del valore della velocità e una deviazione dalla traiettoria rettilinea.

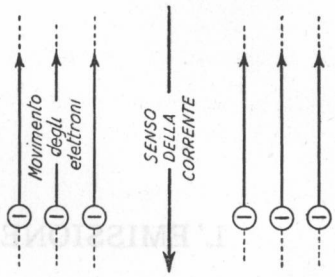


Fig. 1 — Verso convenzionale della corrente.

Un campo elettrico di intensità E (V/m) esercita su un elettrone una forza, di valore:

$$F = eE \quad \text{newton} , \tag{1}$$

la quale agisce nella direzione del campo ma in senso opposto ([1]). Un campo magnetico di induzione B (weber/m^2) esercita su un elettrone una forza di valore:

$$F = evB \quad \text{newton} , \tag{2}$$

dove v (m/sec) è la velocità con cui si muove l'elettrone. Questa forza agisce nella direzione normale a quella del campo magnetico e della velocità; il suo senso deve determinarsi con la regola della mano destra ([2]). L'azione della forza provoca un incurvamento della traiettoria senza cambiamento di velocità.

Allorchè un elettrone, precedentemente in riposo, si muove sotto l'azione di un campo elettrico fra due punti la cui differenza di potenziale sia U, il lavoro compiuto dalle forze elettriche del campo è eU; poichè esso deve eguagliare l'energia cinetica $mv^2/2$ acquistata dall'elettrone, si ha $eU = mv^2/2$. Se ne deduce per la velocità l'espressione:

$$v = \sqrt{2\frac{e}{m}U} = 594 \cdot 10^3 \sqrt{U} \quad \text{m/sec} ; \tag{3}$$

([1]) - Secondo le convenzioni il campo elettrico ha il verso della forza che si esercita su una carica positiva.

([2]) - Non della mano sinistra, come per una corrente, per la convenzione della figura 1: *se il campo magnetico e la velocità sono diretti secondo l'indice e il medio della mano destra, la forza è diretta secondo il pollice.*

così, ad esempio, per una differenza di potenziale di *100* volt si ottiene una velocità di *6000* km/sec.

2. — Emissione elettronica.

Ogni conduttore metallico racchiude in sè un gran numero di elettroni i quali si agitano in maniera permanente e disordinata fra gli atomi, praticamente immobili, del metallo. Sono gli *elettroni liberi*, cioè gli elettroni che, svincolati dai rispettivi atomi, sono liberi di muoversi nell'interno del metallo e col loro moto ordinato, sotto l'azione di una f. e. m., costituiscono la corrente. Tali elettroni non possono normalmente uscire dal metallo perchè sulla superficie sono trattenuti da un intenso campo elettrico dovuto alle cariche positive. Per allontanare un elettrone dalla superficie verso l'esterno occorre compiere un lavoro contro tale campo, che viene chiamato *lavoro di estrazione.*

Potrebbero uscire dal metallo quegli elettroni che eventualmente possedessero un'energia maggiore del lavoro di estrazione, ma ciò in condizioni normali non avviene. È però possibile comunicare energia cinetica agli elettroni in modo che essi possano superare il campo superficiale; ciò può essere fatto o mediante un intenso campo elettrico esterno (*emissione a freddo* o *di campo*), o riscaldando il metallo così da aumentare l'agitazione degli elettroni (*effetto termoionico*), o illuminando il metallo (*effetto fotoelettrico*) o, infine, colpendo il metallo con elettroni provenienti dall'esterno ed animati da grande velocità (*emissione secondaria*).

Per la sua applicazione diffusissima ai tubi elettronici è particolarmente interessante l'effetto termoionico che ora studieremo.

3. — Emissione termoionica.

Al crescere della temperatura di un metallo cresce l'agitazione dei suoi elettroni liberi, così che a temperatura abbastanza elevata vi sono elettroni che possiedono energia cinetica sufficiente per uscire dal metallo: si ha così emissione di elettroni da parte del metallo, che è chiamata *emissione termoelettronica* o, più comunemente, *emissione termoionica.*

Usciti dal metallo nello spazio, che supporremo perfettamente vuoto, gli elettroni percorrono un breve cammino, ma poi, richiamati dal con-

duttore che è rimasto positivo, ricadono su di esso. La permanenza degli elettroni nello spazio vuoto dura un tempo brevissimo ma non nullo, per cui, nella immediata vicinanza della superficie emittente, si forma una sorta di nube di cariche negative che è detta *carica spaziale*; un opportuno campo elettrico potrà allontanare, come vedremo, gli elettroni della carica spaziale convogliandoli su un elettrodo raccoglitore.

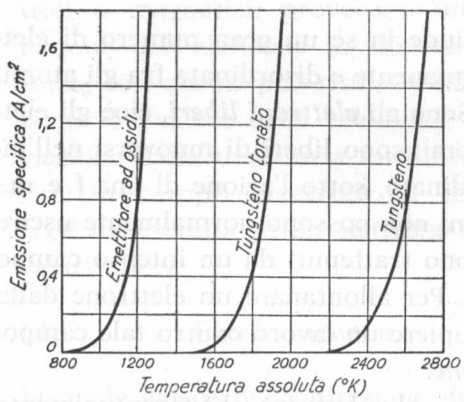


Fig. 2 — Emissione specifica degli emettitori più comuni, in funzione della temperatura.

La quantità di elettroni che esce dalla superficie nell'unità di tempo dipende dalla natura della sostanza emittente e, a parità di questa, dalla temperatura. Nella figura 2 la legge di emissione in funzione della temperatura è data, sotto forma di grafici, per i tipi di emettitori termoionici più comuni; in ascisse compare la temperatura assoluta (gradi Kelvin), in ordinate il numero di coulomb emessi per ogni secondo (= ampère) da un centimetro quadrato della superficie emittente (*emissione specifica*).

Dalle curve appare che il tipo *emettitore* più efficiente è quello *ad ossidi*; esso ha generale applicazione in tutti i tubi elettronici per ricevitori e per apparecchi di potenza relativamente piccola. L'emettitore ad ossidi è costituito da una superficie di ossido di bario disposta su un supporto metallico (normalmente nichel), spesso foggiato a cilindro, entro il quale è collocato un filamento riscaldatore a guisa di piccola stufa elettrica (fig. 3); la sostanza emittente è il bario il quale è distribuito in strato sottilissimo, forse monoatomico, sulla superficie di ossido. La temperatura della superficie emittente è portata di solito a $1000 \div 1200°$ K.

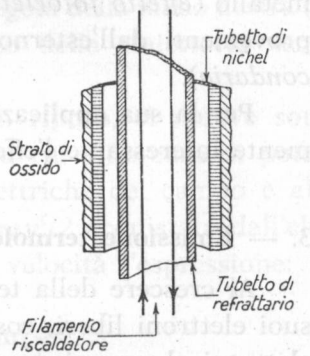


Fig. 3 — Sezione schematica di un *emettitore ad ossidi*.

Meno efficiente dell'emettitore ad ossidi è *l'emettitore di tungsteno toriato*; si tratta di un filamento — riscaldato, come quello delle lampade ad incandescenza, mediante il passaggio di una corrente elettrica — costituito da tungsteno impregnato di torio mediante particolari processi tecnici. L'emettitore di tungsteno toriato è usato nei tubi trasmittenti di media potenza; in quelli di grande potenza, in cui sono in gioco tensioni di decine di migliaia di volt. si usano invece *emettitori di tungsteno puro*, più resistenti di ogni altro ai tormenti derivanti dalle alte tensioni. Essi sono, come i precedenti, costituiti da conduttori filiformi portati alla incandescenza mediante il passaggio di corrente elettrica.

Si usano anche conduttori sottili di tungsteno filiformi o a nastro ricoperti da ossidi; il loro comportamento è allora quello stesso degli emettitori ad ossidi e come questi possono essere usati solo nelle applicazioni che comportano tensioni relativamente modeste.

Gli emettitori che vengono riscaldati con passaggio diretto di corrente (come i filamenti delle lampade) sono detti *ad accensione diretta*; in questi il conduttore esercita contemporaneamente la funzione di riscaldatore e di emettitore di elettroni. Quegli emettitori, invece, in cui le due funzioni sono nettamente separate (come nel caso della figura 3) sono detti *ad accensione indiretta*; essi sono sempre ad ossidi, mentre i primi possono essere di tungsteno puro, di tungsteno toriato o di tungsteno con ricoprimento di ossidi.

Gli emettitori termoionici sono alla base dei tubi elettronici in cui ora dovremo occuparci iniziando il nostro studio dal più semplice di essi, che è il *diodo*.

4. — **Il diodo.**

Il *diodo* ([3]) è un tubo a vuoto contenente due elettrodi: l'emettitore degli elettroni, del tipo visto in precedenza, ed il *collettore* (detto anche, comunemente, *placca*) costituito da una lastrina metallica che solitamente circonda l'emettitore ed è il raccoglitore degli elettroni che da questo sono emessi per effetto termoionico. Nella figura 4 *a*) è schematicamente

([3]) - La parola diodo deriva dal greco δύω (due) e ὁδός (strada); la sua accentatura corretta è *dìodo*, ma si usa anche molto spesso *diòdo*. Cosa analoga vale per i tubi: *trìodo, tètrodo, pèntodo*.

mostrata la struttura di un diodo a elettrodi cilindrici ed in *b*) il simbolo usato negli schemi per indicare il diodo: *K* è l'emettitore, *P* il collettore (placca) ed *f* il filamento riscaldatore. Quando l'emettitore è del tipo ad *accensione diretta* il simbolo usato è quello della figura 4 *c*); in questo caso l'emettitore è detto spesso *filamento*.

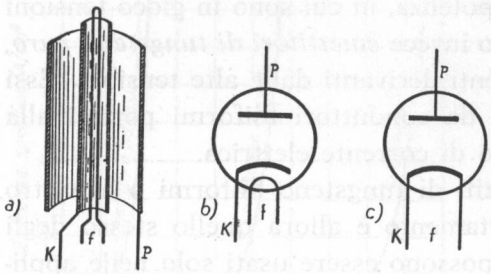


Fig. 4 — Sezione schematica (*a*) e simbolo (*b*) di un diodo *ad accensione indiretta*; (*c*) simbolo di un diodo *ad accensione diretta*.

Consideriamo il circuito della figura 5 *a*) — o quello corrispondente della figura 5 *b*) — in cui fra il collettore e l'emettitore del diodo è applicata una differenza di potenziale per mezzo della batteria E_a. Quando il filamento è acceso (per mezzo della *batteria di accensione* E_f) si ha emissione termoionica da parte dell'emettitore: gli elettroni che fuoriescono da esso sono attratti dalla placca, se questa, come in figura, è positiva rispetto all'emettitore, e stabiliscono nell'interno del tubo un flusso di elettroni che va dall'emettitore al collettore. *Nasce perciò una corrente elettrica che*, secondo la nota convenzione, *va dal collettore all'emettitore nell'interno del tubo e dall'emettitore al collettore nel circuito esterno*. Poichè la situazione è del tutto analoga a quella che si ha nell'elettrolisi, l'emettitore è normalmente chiamato *catodo* ed il collettore *anodo*; il circuito esterno è, poi, comunemente chiamato *circuito anodico*.

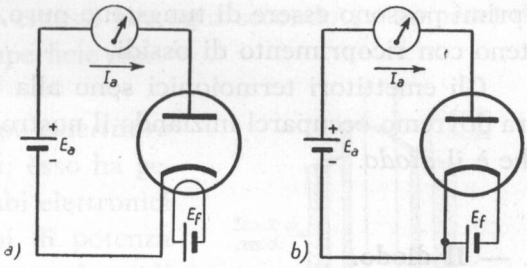


Fig. 5 — Se la placca è positiva rispetto all'emettitore, fluisce nel circuito una corrente che ha il verso indicato dalla freccia.

Se, nel medesimo circuito della figura 5, è invertita la polarità della batteria E_a, così che la placca risulti negativa, gli elettroni fuorusciti dall'emettitore sono respinti verso di esso e nessuna corrente si stabilisce nel circuito. Il diodo è dunque un *conduttore unidirezionale* che lascia passare corrente nel solo verso collettore-emettitore (anodo-catodo). Se

fra collettore ed emettitore si applica una f. e. m. alternata, al posto della batteria indicata nella figura 5, *passa corrente solamente durante la semialternanza in cui la placca è positiva rispetto all'emettitore; nell'altra semialternanza il diodo si comporta come un interruttore aperto.* Quando passa corrente nel diodo questo si comporta, grosso modo (4), come un conduttore con una certa resistenza R_{eq}.

5. — Il diodo usato come raddrizzatore. Circuiti cimatori.

La proprietà del diodo di comportarsi come un conduttore unidirezionale è struttata per *raddrizzare le correnti* cioè *per produrre correnti a valor medio non nullo partendo da tensioni a valor medio nullo*, in par-

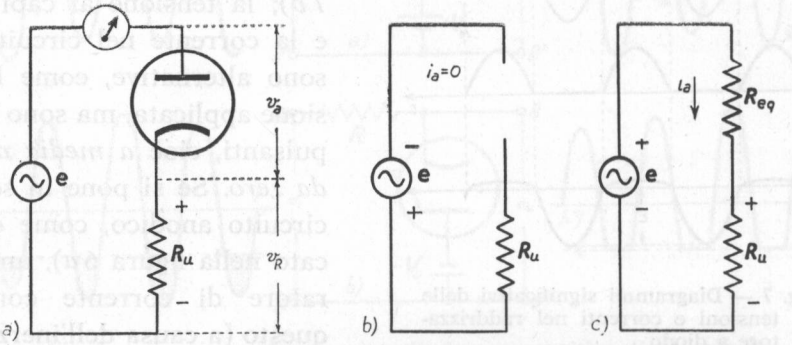


Fig. 6 — Schema di principio di un raddrizzatore a diodo (*a*); schemi equivalenti nella semialternanza negativa (*b*) e positiva (*c*) (5).

ticolare correnti continue da tensioni alternative. Lo schema di principio di un raddrizzatore a diodo è mostrato nella figura 6 *a*); una sorgente di f. e. m. sinusoidale, $e = E \operatorname{sen} \omega t$ (fig. 7 *a*), alimenta un diodo avente in serie una resistenza R_u che rappresenta l'apparecchio utilizzatore (resistenza di utilizzazione). La corrente nel circuito è nulla durante le semialternanze di e in cui la placca è negativa rispetto all'emettitore

(4) - Studieremo nel n. 8 e seguenti l'effettiva legge di dipendenza della corrente dalla tensione.

(5) - Nello schema del diodo si è trascurato di indicare il filamento riscaldatore ed il circuito per la sua accensione; ciò si fa molto spesso per comodità, a meno che il circuito di accensione non presenti particolarità meritevoli di rilievo.

[fig. 6 *b*): il diodo si comporta come un interruttore aperto], mentre ha il valore:

$$(1) \qquad i_a = \frac{e}{R_{eq} + R_u},$$

durante le semialternanze in cui, essendo la placca positiva rispetto all'emettitore (catodo), il diodo equivale ad un conduttore di resistenza R_{eq} (fig. 6 *c*). La tensione ai capi di R_u è nulla durante le semialternanze negative, ed ha il valore $v_R = i_a R_u$ durante le semialternanze positive. L'andamento in funzione del tempo della corrente i_a e della corrispondente tensione v_R è del tipo indicato nella figura 7 *b*); la tensione ai capi di R_u e la corrente nel circuito non sono alternative, come la tensione applicata, ma sono invece pulsanti, cioè *a media diversa da zero*. Se si pone in serie al circuito anodico, come è indicato nella figura 6 *a*), un misuratore di corrente continua, questo (a causa dell'inerzia dell'equipaggio mobile che non gli consente di seguire le pulsazioni della corrente) segna il *valor medio* della corrente pulsante. Vedremo nel seguito come il *raddrizzamento* della corrente sia sfruttato negli apparecchi elettronici, in particolare per ottenere le sorgenti di tensioni continue necessarie per l'*alimentazione* degli apparati stessi.

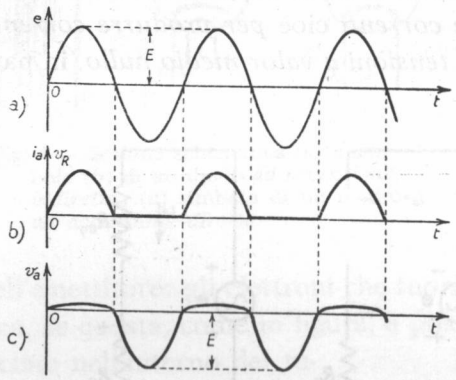


Fig. 7 — Diagrammi significativi delle tensioni e correnti nel raddrizzatore a diodo.

Nel processo di raddrizzamento descritto è anche interessante l'andamento della tensione v_a che si ha ai capi del diodo; il corrispondente diagramma è indicato nella figura 7 *c*) e la sua spiegazione è la seguente: durante la semialternanza positiva di e la tensione ai capi del tubo è uguale ad $i_a R_{eq} = e - R_u i_a$, di ampiezza tanto più piccola quanto più piccola è la resistenza equivalente del diodo di fronte ad R_u; durante la semialternanza negativa — mancando la corrente e quindi la caduta di tensione in R_u da essa prodotta — la tensione ai capi del tubo coincide

con la totale tensione applicata (6).

La smussatura della semialternanza positiva della tensione applicata — che, nel caso in cui R_u è molto maggiore di R_{eq} può considerarsi una eliminazione praticamente completa — è utilizzata per compiere un'importante operazione sui segnali, detta *cimatura* (approfondita nel Vol. III), che consiste nel tagliare ad un livello prestabilito le cime positive o negative di un segnale. Un circuito utilizzabile per questo scopo è quello indicato nella figura 8 *a*, *b*), che differisce da quello della figura 6 sostan-

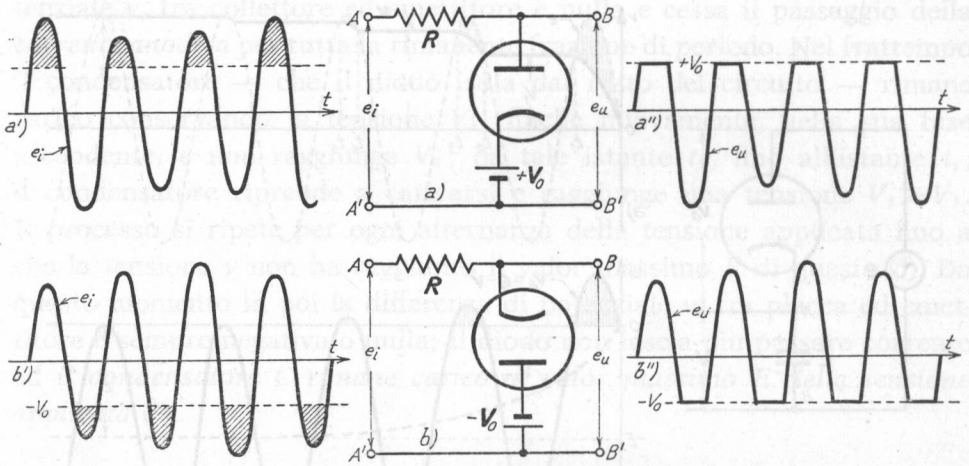


Fig. 8 — Circuito cimatore: *a*) taglia le cime positive di un segnale al livello $+V_0$; *b*) taglia le cime negative al livello $-V_0$.

zialmente solo per la presenza in serie al *circuito anodico* di una batteria V_0. Allorchè fra i morsetti AA' è applicato un segnale e_i comunque variabile (fig. 8 *a'*, *b'*), si ha passaggio di corrente in quegli intervalli di tempo in cui e_i è maggiore di V_0 nel caso *a*) e minore di $-V_0$ nel caso *b*); il passaggio di corrente provoca una caduta di tensione in R che si traduce in una smussatura della corrispondente cima positiva o negativa del segnale applicato. Se R è molto maggiore della resistenza

(6) - Il valore massimo, E, di tale tensione, che si dice *inversa* perchè la placca risulta negativa rispetto all'emettitore, rappresenta la massima tensione a cui il tubo è cimentato ed è un importante dato per la costituzione dei raddrizzatori. Per ogni diodo, infatti, esiste una *massima tensione inversa* ammissibile (il cui valore è fornito nei cataloghi dei tubi), oltre la quale si verifica la scarica fra placca ed emettitore o il deterioramento di questo.

equivalente del diodo, la smussatura diviene una vera e propria eliminazione delle cime al di sopra del livello $+V_o$ (fig. 8 *a''*) ed al disotto del livello $-V_o$ (fig. 8 *b''*) (7).

6. — Carica di un condensatore attraverso ad un diodo. Alimentatore.

Un circuito, altrettanto semplice di quello della figura 6, che ha il più grande interesse per le applicazioni, è quello indicato nella figura 9.

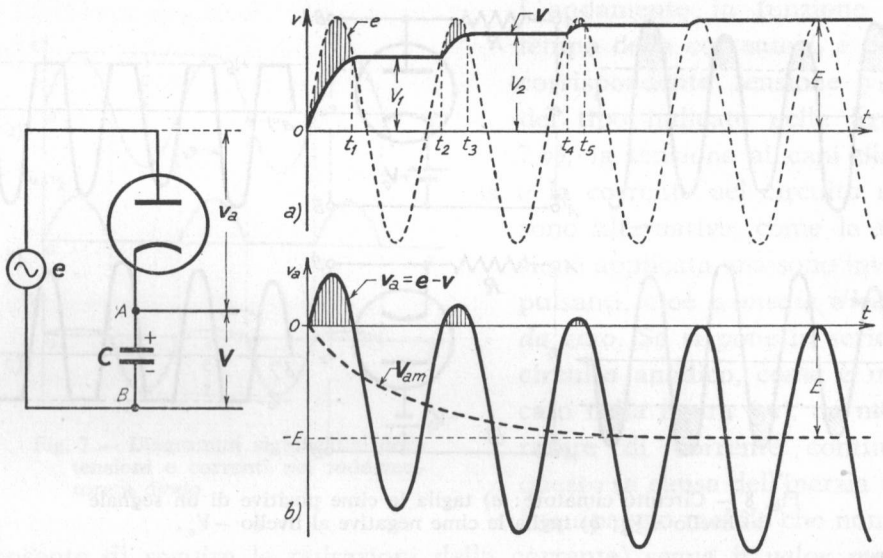


Fig. 9 — Carica di un condensatore attraverso ad un diodo: contemporaneo andamento delle tensioni e, v, v_a.

Esso è costituito dalla serie di un generatore alternativo, un diodo ed un condensatore: supponiamo che la tensione applicata sia sinusoidale, $e=E\,sen\omega t$, e sia rappresentata dalla sinusoide tratteggiata del diagramma *a*).

All'istante iniziale, $t=0$, il condensatore C sia completamente scarico; essendo $e=0$, la placca ha tensione nulla e perciò non vi è pas-

(7) - I dispositivi della figura 8 rappresentano un primo esempio di *quadripolo non lineare*, atto a modificare la forma dei segnali.

saggio di corrente attraverso il diodo. Al passare del tempo e cresce e la placca, positiva, attira elettroni dall'emettitore, sottraendoli al condensatore. Questo, dunque, si carica in modo che il punto A risulta positivo rispetto a B: l'andamento della tensione v ai capi di C è mostrato dalla curva a tratto pieno del diagramma a) della figura 9; nel diagramma b) è invece indicato il contemporaneo andamento della differenza di potenziale fra collettore ed emettitore, $v_a = e - v$ (*tensione anodica*). Ad un certo istante t_1, durante la fase discendente della tensione applicata, v ed e hanno lo stesso valore V_1, per cui la differenza di potenziale v_a fra collettore ed emettitore è nulla e cessa il passaggio della *corrente anodica* per tutta la rimanente frazione di periodo. Nel frattempo il condensatore — che il diodo isola dal resto del circuito — rimane carico conservando la tensione V_1, finchè nuovamente, nella sua fase ascendente, e non raggiunge V_1; da tale istante t_2, fino all'istante t_3, il condensatore riprende a caricarsi e raggiunge una tensione $V_2 > V_1$. Il processo si ripete per ogni alternanza della tensione applicata fino a che la tensione v non ha raggiunto il valor massimo E di questa ([8]). Da questo momento in poi la differenza di potenziale v_a fra placca ed emettitore è sempre negativa o nulla; il diodo non lascia più passare corrente ed *il condensatore C rimane carico al valor massimo E della tensione applicata* ([9]).

([8]) - All'atto pratico, impiegando diodi a bassa resistenza interna come si fa normalmente, il condensatore si carica al valor massimo della tensione applicata già nella prima alternanza o, al più, nella seconda.

([9]) - Questo fenomeno viene in particolare sfruttato per attuare un utilissimo strumento di misura detto *voltmetro elettronico a valor massimo* il quale misura il valor massimo delle grandezze alternative (i normali strumenti di misura per c. a. forniscono invece, come è noto, il valore efficace). Lo schema è quello stesso della figura 9 in cui e rappresenta, questa volta, la tensione incognita in cui si vuole misurare l'ampiezza: misurando la tensione continua v_c che si localizza fra A e B si ha immediatamente il valore massimo di e. Tale misura sarebbe esatta se eseguita con un elettrometro; risulta invece approssimata in difetto se eseguita con un voltmetro a passaggio di corrente — formato da un microamperometro, avente in serie una elevata resistenza, tarato in volt — perchè esso scarica leggermente il condensatore durante la misura. Il voltmetro elettronico a valor massimo, a differenza dei normali voltmetri per c. a., assorbe potenza trascurabile; quando è ben dimensionato può essere tarato a frequenza industriale (per confronto con strumenti normali) e conserva tale taratura fino a frequenze molto alte. Per maggiori particolari si veda il testo: S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. II, n. 10 e seg. (Ed. C. Cursi, Pisa).

Il processo descritto consente dunque di ottenere una tensione continua partendo da una tensione alternata; ma per poterne usufruire occorre che ad essa corrisponda una corrente continua in una resistenza di utilizzazione. Nella figura 10 tale resistenza R_u, è stata posta direttamente in parallelo al condensatore; il meccanismo di carica del condensatore, in queste condizioni, differisce da quello relativo alla figura 9, per il fatto che, negli intervalli di tempo in cui il tubo non conduce (come fra t_1 e t_2) il condensatore si scarica sulla resistenza R_u. Comunque, se la resistenza R_u è piuttosto grande di fronte alla resistenza equivalente

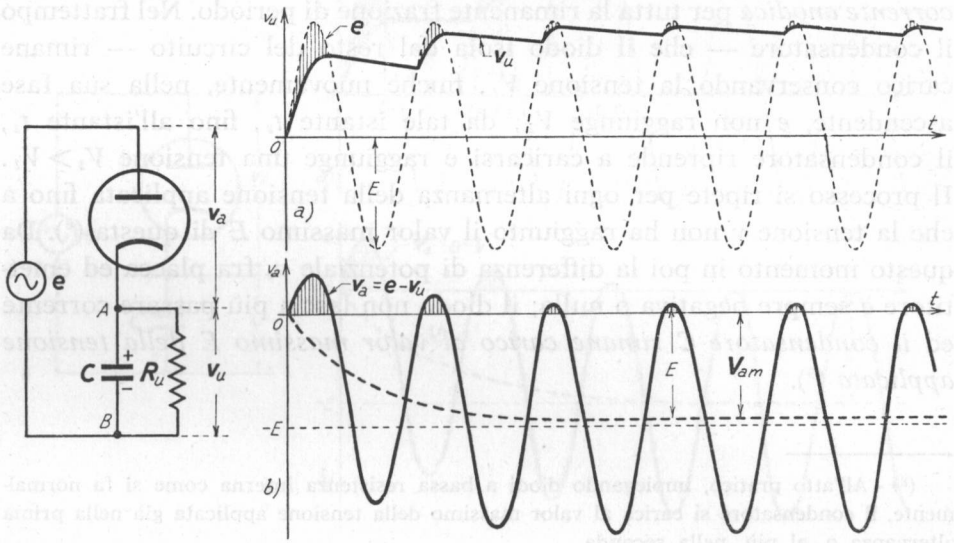


Fig. 10 — Carica attraverso ad un diodo di un condensatore avente in parallelo una resistenza.

del tubo, si ha, anche in tal caso un progressivo aumento della tensione del condensatore, con modalità simili a quelle già viste: l'andamento della tensione v_u ai capi di C ed R_u e della differenza di potenziale v_a fra collettore ed emettitore risulta quello indicato nei diagrammi *a*) e *b*) della figura 10. Dopo un certo tempo ([10]) si raggiunge uno stato di regime in cui la tensione ai capi di C ed R_u, v_u, ha l'andamento indicato nella figura 11 *a*): la tensione v_u può considerarsi una tensione continua E_{uo},

([10]) - Più lungo che in assenza di R_u, ma sempre assai breve.

appena inferiore al valor massimo della tensione applicata, E, a cui è sovrapposta un'ondulazione e_u (fig. 11 *b*). La corrente in R_u ha lo stesso andamento di v_u; essa è sostanzialmente erogata dal condensatore, il quale riversa nella resistenza le cariche che esso riceve, tramite il diodo, negli intervalli AB, CD, EF.... La funzione livellatrice che il condensatore esplica nei riguardi della corrente che circola in R_u è dovuta alla sua attitudine ad immagazzinare cariche elettriche in forma discontinua ed in intervalli di tempo successivi, per poi distribuirle con continuità nel tempo ([11]). Il grado di livellamento è tanto maggiore quanto più grande è la costante di tempo $R_u C$ nei confronti del periodo della tensione applicata; praticamente l'ondulazione e_u (fig. 11 *b*) può ritenersi trascurabile di fronte ad E_{uo} quando $R_u C$ è dell'ordine di una decina di periodi della tensione applicata.

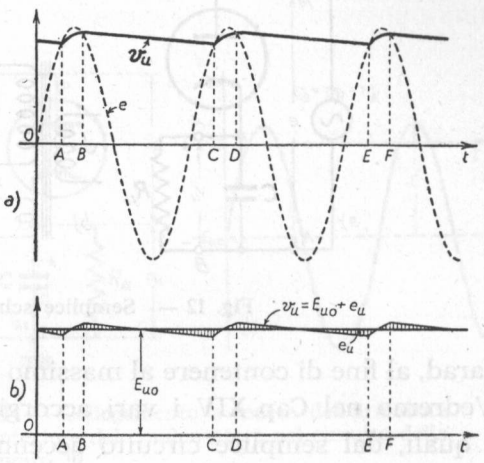


Fig. 11 — La tensione v_u a regime (*a*) può considerarsi una tensione continua E_{uo} a cui è sovrapposta una ondulazione e_u (*b*).

Il circuito della figura 10 — ripetuto nella figura 12 *a*) — è alla base dei cosidetti *alimentatori*, dispositivi che, ricevendo tensione alternata dalla rete dell'energia elettrica, la forniscono in forma continua ai vari apparecchi che ne devono fruire; il simbolo di batteria spesso contenuto negli schemi (ad esempio nelle figure 5-8), usualmente indica proprio un *alimentatore*. Il circuito della figura 12 *a*) può, esso stesso, costituire un semplice alimentatore, di cui la resistenza R_u rappresenta l'apparecchio alimentato: in tal caso il generatore alternativo è, in realtà, costituito da un trasformatore, il cui primario è connesso alla rete, come è indicato nella figura 12 *b*). Il trasformatore ha due avvolgimenti secondari di cui uno, connesso ai morsetti MN, fornisce la tensione da raddrizzare,

([11]) - Si pensi ad un serbatoio idrico il quale riceva acqua a regime intermittente e la ceda in continuità.

mentre l'altro è connesso al *filamento* che riscalda l'emettitore e provvede alla sua *accensione*; la capacità C, realizzata spesso con un *condensatore elettrolitico* (Cap. II, n. 9), ha valori di varie decine di micro-

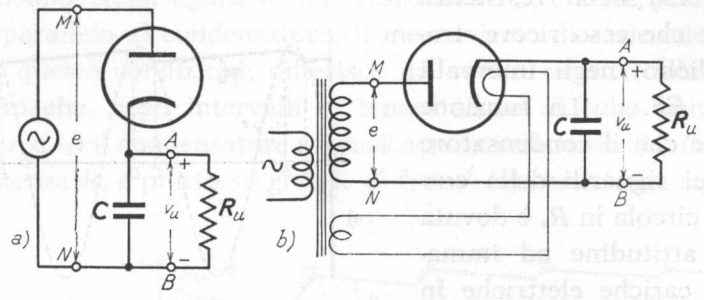


Fig. 12 — Semplice schema di alimentatore.

farad, al fine di contenere al massimo l'ampiezza dell'ondulazione (fig. 11). Vedremo nel Cap. XIV i vari accorgimenti e perfezionamenti mediante i quali, dal semplice circuito accennato, si giunge ad un completo ed efficiente alimentatore.

7. — Alcune varianti del circuito di carica di un condensatore attraverso ad un diodo - Massa.

Il circuito studiato nel paragrafo precedente ha nella tecnica elettronica innumerevoli applicazioni oltre quella ovvia di ottenere una corrente continua da una tensione alternata (e il cui studio sarà oggetto del Cap. XIV). Per dette applicazioni è opportuno esaminare altri aspetti del comportamento del circuito nelle condizioni in cui la costante di tempo $R_u C$ è così grande che l'ondulazione e_u della tensione di uscita sia trascurabile.

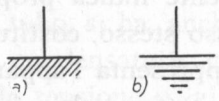


Fig. 13 — Simboli di massa (*a*) e terra (*b*).

Negli apparati elettronici generalmente i vari circuiti componenti sono elettricamente connessi in un loro punto al *pannello* metallico che li sopporta e contiene. Tutti i circuiti hanno perciò un punto in comune, che è detto *massa* (fig. 13 *a*); i *potenziali* dei vari punti dei circuiti sono riferiti a quello di massa che *si assume come zero*: in realtà esso è effettivamente zero solo nel caso, frequentissimo in pratica, in cui la massa dell'apparecchio è collegata a *terra* (fig. 13 *b*). Il comportamento di un circuito a se stante, come ad esempio quello della figura 12, non subisce alcun effetto per il

collegamento a massa di un suo punto, qualunque esso sia; solamente, questo punto verrà ad avere potenziale costantemente nullo e tutti gli altri punti avranno, rispetto ad esso, un potenziale positivo, negativo o variabile. Così se si collega a massa il punto B nel circuito b) della figura 12, il morsetto A ha potenziale positivo; se si collega, invece, a massa il punto A, il potenziale del morsetto B, che prima era zero, diviene negativo.

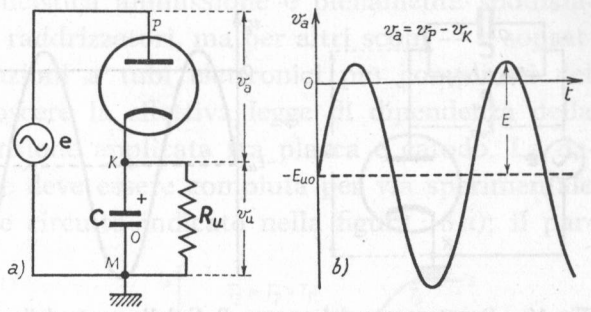


Fig. 14 — Collegamento a massa dell'armatura inferiore del condensatore nel circuito della figura 10.

Ciò posto, consideriamo il circuito della figura 14 a): a causa del collegamento a massa dell'armatura inferiore del condensatore, l'emettitore k viene ad assumere un *potenziale* positivo $+E_{uo}$. Poichè la placca ha il potenziale alternativo e, la *tensione anodica* v_a (differenza dei potenziali della placca e dell'emettitore, $v_a = v_p - v_k$) viene ad avere l'andamento indicato nel diagr. b) della fig. 14: essa è una tensione sinusoidale, di ampiezza E, che si svolge attorno ad un valor medio $V_{am} = -E_{uo}$.

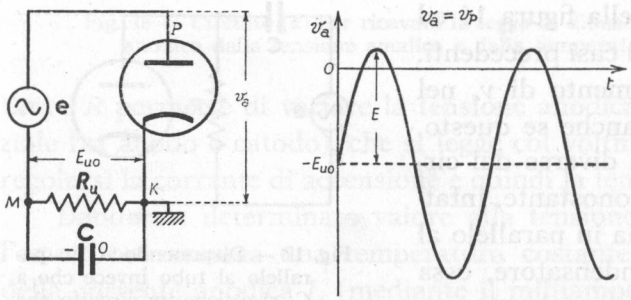


Fig. 15 — Catodo collegato a massa.

Consideriamo ora il circuito della figura 15, identico a quello precedente ma col catodo del diodo connesso a massa: ciò fa sì che il punto M abbia un *potenziale* negativo, $-E_{uo}$. La differenza di potenziale fra placca e catodo è ancora la medesima del caso precedente ed ha lo stesso andamento ([12]), come è in-

([12]) - Il cambiamento del punto di massa, infatti, modifica i *potenziali*, non le *differenze di potenziale* (tensioni).

dicato nel diagramma della figura 15 che ripete quello della figura 14. Poichè il catodo ha potenziale zero, lo stesso diagramma indica l'andamento del *potenziale* della placca: notiamo che esso è sempre negativo, meno che in corrispondenza alle punte superiori; è in corrispondenza a tali punte positive che passa corrente nel diodo restituendo al condensatore le cariche che fluiscono in R_u durante tutto il periodo.

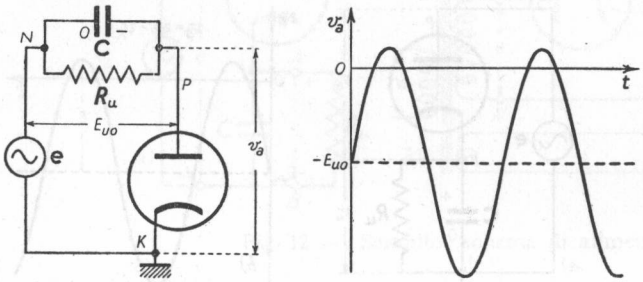


Fig. 16 — Spostamento del gruppo $R_u C$ dalla parte della placca

Ai medesimi risultati si giunge anche col circuito della figura 16, modificato rispetto al precedente inserendo il gruppo $C R_u$ dalla parte del collettore invece che dell'emettitore: il punto N si trova a potenziale continuo nullo (perchè collegato a massa tramite il generatore) ed a potenziale alternativo pari ad e: la placca si trova a potenziale continuo $-E_{uo}$, a cui è sovrapposta la tensione alternata e. L'andamento della *tensione anodica* (coincidente col *potenziale anodico*) è indicato dal diagramma della figura 16 ed è sempre il medesimo dei casi precedenti. Identico è anche l'andamento di v_u nel circuito della figura 17 anche se questo, apparentemente, sembra diverso dai circuiti finora esaminati. Nonostante, infatti, che la resistenza R_u sia in parallelo al diodo invece che al condensatore, essa esercita il medesimo effetto sul processo di carica e scarica del condensatore (figura 10); il meccanismo con cui ciò avviene è il seguente. Quando la placca è a potenziale superiore a quello dell'emettitore, e quindi il diodo conduce, l'effetto di R_u è praticamente trascurabile, perchè il suo valore è sempre molto più grande della resistenza interna del tubo; negli intervalli di tempo in cui il tubo non conduce, invece, la resistenza stabilisce un collegamento fra il generatore ed il condensatore e provoca la parziale scarica di questo, in quanto la tensione e ha valore più basso della tensione a cui il condensatore è carico.

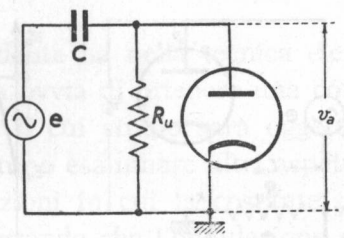


Fig. 17 — Disponendo R_u in parallelo al tubo invece che a C, si ottiene un circuito che ha proprietà identiche a quello della figura 16.

8. — Dipendenza della corrente nel diodo dalla tensione anodica e dalla temperatura dell'emettitore - Curve caratteristiche.

Nei paragrafi precedenti è stato per semplicità supposto che il diodo equivalesse ad una resistenza allorchè la sua tensione di placca era positiva e ad un circuito aperto allorchè la placca era negativa di fronte all'emettitore. Questa semplicistica ammissione è pienamente soddisfacente per ciò che riguarda i raddrizzatori, ma per altri scopi — e soprattutto in vista delle applicazioni a tubi elettronici più complicati del diodo — è opportuno conoscere la effettiva legge di dipendenza della corrente nel diodo dalla tensione applicata fra placca e catodo. La determinazione di questa legge deve essere compiuta per via sperimentale e ciò può farsi col semplice circuito indicato nella figura 18 *a*); il par-

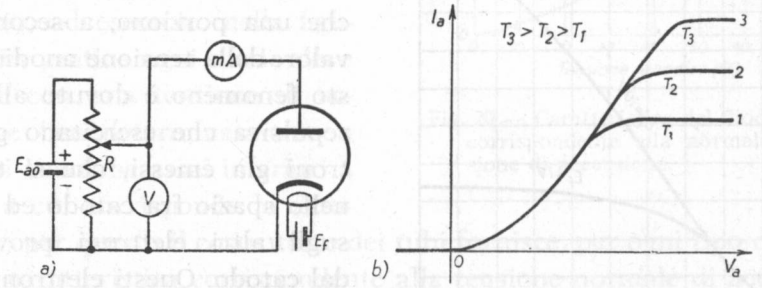


Fig. 18 — Circuito (*a*) per ricavare la legge di dipendenza (*b*) della corrente anodica dalla tensione anodica e dalla temperatura dell'emettitore.

titore R permette di variare la tensione anodica V_a (differenza di potenziale fra anodo e catodo), che si legge col voltmetro V; variando E_f può regolarsi la corrente di accensione e quindi la temperatura dell'emettitore.

Dando un determinato valore alla tensione di accensione, così che l'emettitore assuma una temperatura costante T_1, misuriamo i valori della corrente anodica I_a (mediante il milliamperometro inserito nel circuito anodico) in corrispondenza a valori crescenti della tensione anodica. Si nota che la corrente — sempre nulla per $V_a < 0$ ([13]) — per tensioni anodiche positive aumenta, in funzione di V_a, secondo la curva *1*

([13]) - Veramente se la differenza di potenziale fra collettore ed emettitore viene ridotta a zero si osserva che una piccola corrente circola ancora. Inoltre si ha una debole corrente anche quando il collettore viene reso leggermente negativo di fronte all'emettitore: è chiaro che ci sono elettroni che vengono emessi con energia cinetica sufficiente da permettergli di giungere sul collettore anche vincendo una leggera differenza di potenziale frenante.

della figura 18 *b*), fino a che, al di sopra di un certo valore di tensione, essa rimane praticamente costante per quanto si aumenti V_a. Se si ripete la misura aumentando la temperatura del catodo *si ottiene una curva identica nel primo tratto ma superiore alla prima nel tratto orizzontale.* A questo valore limite della corrente elettronica il quale, come ora si è visto, dipende dalla temperatura del catodo, si dà il nome di *corrente di saturazione.*

Nel primo tratto le varie curve sono coincidenti: il valore della corrente anodica dipende solo dall'entità della tensione applicata fra placca e catodo ed è indipendente dalla temperatura ([14]). In altri termini, qualunque sia numero degli elettroni che l'emettitore può emettere, il collettore non può raccoglierne che una porzione, a seconda del valore della tensione anodica. Questo fenomeno è dovuto all'azione repulsiva che esercitano gli elettroni già emessi, che si trovano nello spazio fra catodo ed anodo, sugli altri elettroni provenienti dal catodo. Questi elettroni che si muovono dal catodo all'anodo creano una carica spaziale negativa la quale sarà tanto più grande in un punto dello spazio quanto maggiore è in quel punto la densità di corrente e più piccola la velocità degli elettroni. Nella vicinanza immediata del catodo la carica spaziale è particolarmente intensa perchè ivi la densità di corrente è massima e la velocità degli elettroni minima. Questa carica spaziale costituisce (essendo negativa) una specie di schermo all'azione della placca sugli elettroni più vicini al catodo. Poichè la densità della carica spaziale dipende dalla velocità degli elettroni si comprende come, all'aumentare della tensione anodica, la carica spaziale

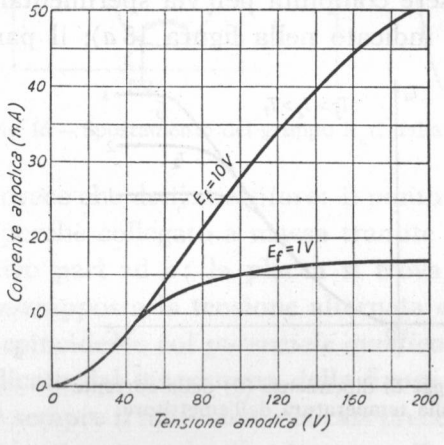


Fig. 19 — Curve caratteristiche aventi come parametro la tensione di accensione.

([14]) - Il fatto che la corrente, nel primo tratto delle caratteristiche, non vari al variare della temperatura fa sì che il funzionamento di un tubo (che avviene proprio in quel tratto) non risenta molto delle variazioni della tensione di accensione. Questo fatto, insieme con l'inerzia termica dell'emettitore, consente di usare per l'accensione dei filamenti la corrente alternata.

diminuisca e la corrente aumenti. Poichè l'emissione da parte dell'emettitore è costante, aumentando la tensione si arriverà ad uno stato di regime in cui quanti elettroni escono dal catodo, tanti ne vengono raccolti dalla placca (*corrente di saturazione*).

Le curve, dianzi ricavate, che rappresentano la legge di dipendenza della corrente anodica dalla tensione anodica, $I_a = f(V_a)$, sono dette *curve caratteristiche* o, più semplicemente, *caratteristiche* del diodo. Nella figura 18 *b*) compare come parametro la temperatura; più spesso le caratteristiche vengono tracciate usando come parametro la tensione di accensione, come è mostrato, ad esempio, nella figura 19. In pratica ogni diodo deve operare con una tensione di accensione ben determinata e con tensioni anodiche assai inferiori a quelle a cui corrisponde la saturazione; per questo il costruttore dei tubi fornisce, per ogni tipo di diodo, la sola caratteristica corrispondente alla tensione normale di accensione e di essa il tratto soltanto che serve per le applicazioni. Un esempio è mostrato nella figura 20 relativamente ad un diodo che trova applicazione nei raddrizzatori di piccoli apparati elettronici.

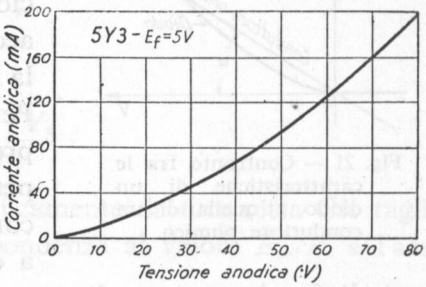


Fig. 20 — Caratteristica del diodo *5Y3* corrispondente alla normale tensione di accensione.

9. — **Metodo grafico per lo studio dei circuiti comprendenti diodi.**

Il fatto che la caratteristica del diodo non sia rettilinea ci prova che *il diodo è un conduttore che non obbedisce alla legge di Ohm*; infatti l'equazione che rappresenta la legge di Ohm, $I = V/R$, è l'equazione di una retta passante per l'origine ed avente un *coefficiente angolare* uguale alla conduttanza $G = 1/R$. Perciò la *caratteristica* di un conduttore ohmico è una retta passante per l'origine e che giace nel primo e terzo quadrante, formando con l'asse delle ascisse un angolo α tale che sia $tang\,\alpha = G$ [15];

[15] - A rigore questa relazione vale soltanto quando il grafico è *monometrico*, cioè quando lo stesso segmento (ad esempio, *1* cm) vale *n* volt per l'asse delle ascisse ed *n* amper per l'asse delle ordinate.

nella figura 21 è fatto il confronto fra la caratteristica del diodo e quella di un conduttore ohmico. Dalla figura appare chiaramente la differenza fra le due leggi; si capisce anche come, in ragionamenti di prima approssimazione (del tutto sufficienti per i circuiti considerati nei paragrafi precedenti), sia possibile considerare il comportamento del diodo, per $V_a > 0$, simile a quello di una resistenza, ma come ciò non sia possibile in ragionamenti più accurati e sia necessario tenere conto della legge di dipendenza effettiva di I_a da V_a. Per fare ciò, lo studio dei circuiti comprendenti il diodo (e lo stesso vale anche per tubi elettronici più complessi) viene compiuto con un metodo grafico, analogo a quello usato per determinare le condizioni di funzionamento di una macchina elettrica partendo dalle sue caratteristiche; introdurremo il metodo partendo dal caso più semplice, ma di grande generalità (n. 10), che è quello della serie di un diodo con una resistenza ohmica ed una f. e. m. continua.

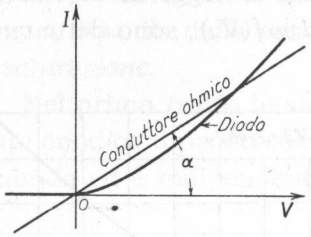


Fig. 21 — Confronto fra le caratteristiche di un diodo e quella di un conduttore ohmico.

Due apparecchi sono in serie quando essi sono attraversati dalla stessa corrente ed inoltre la differenza di potenziale ai due morsetti estremi è uguale alla somma delle tensioni ai capi dei singoli apparecchi; così per il circuito della figura 22 *a*), in cui *A* rappresenta un bipolo generico, la relazione che caratterizza la serie è (con riferimento ai simboli della figura):

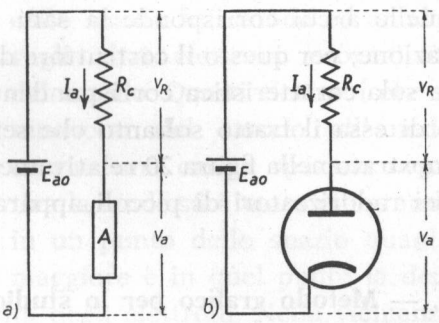


Fig. 22 — Per studiare la serie del diodo con una f. e. m. continua ed una resistenza.

$$E_{ao} = V_a + V_R \,. \qquad (1)$$

Ciò vale anche per il circuito della figura 22 *b*), in cui il bipolo *A* è un diodo. Come si eseguisce il calcolo della serie, ossia come si determina il valore di I_a, V_R, V_a? Se *A* fosse un conduttore ohmico la serie equivarrebbe semplicemente alla somma delle due resistenze; ma il metodo non è applicabile se il conduttore non è ohmico. Si ricorre allora al

metodo grafico basato sulle seguenti considerazioni.

La relazione fra corrente e tensione ai capi del tubo è del tipo:

$$(2) \qquad I_a = f(V_a) \ ,$$

rappresentata graficamente dalla caratteristica della figura 23. Nella resistenza R_c, invece, vale la legge di Ohm:

$$(3) \qquad I_a = \frac{V_R}{R_c} \ ,$$

che per la (1) può scriversi:

$$(4) \qquad I_a = \frac{E_{ao} - V_a}{R_c} \ .$$

Tale relazione è rappresentata graficamente da una retta che taglia l'asse delle ordinate ($V_a = 0$) in corrispondenza al valore E_{ao}/R_c e l'asse delle ascisse ($I_a = 0$) in corrispondenza a $V_a = E_{ao}$; in figura è rappresentata dalla retta AB. Poichè il diodo e la resistenza sono attraversati dalla stessa corrente, deve sussistere il sistema:

$$(5) \qquad \begin{cases} I_a = \dfrac{E_{ao} - V_a}{R_c} \ , \\ I_a = f(V_a) \ . \end{cases}$$

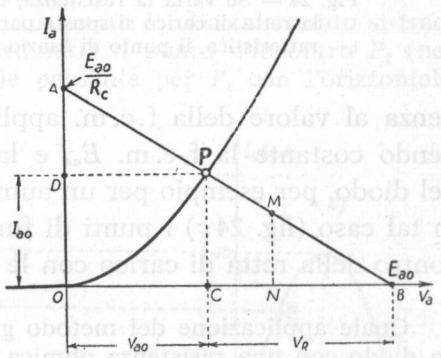


Fig. 23 — Costruzione grafica per il calcolo della serie del diodo con una resistenza ed una f.e.m. E_{ao}.

La sua soluzione è rappresentata dal punto P della figura 23, il quale appartiene contemporaneamente alla curva ed alla retta che corrispondono alle due equazioni. Esso è detto *punto di funzionamento*; la sua ordinata dà il valore della corrente comune alla resistenza ed al diodo, I_{ao}; la sua ascissa dà il valore della tensione anodica, V_{ao}; la differenza fra E_{ao} e V_{ao} (segmento BC di fig. 23) è la tensione ai capi di R_c, V_R.

La retta AB, che rappresenta l'equazione (4), è detta *retta di carico*: per ogni suo punto generico M sussiste la relazione $\overline{BN}/\overline{MN} = R_c$ ([16]).

([16]) - Si suole dire che la retta AB forma con l'asse delle ascisse un angolo α tale che sia $\cot\alpha = -R_c$. Come si è già detto nella nota precedente, a rigore questa relazione vale

Se il valore di R_c cambia, la retta di carico ruota attorno al punto di ascissa E_{ao}, in modo che sussista sempre la precedente relazione; i punti d'incontro con la caratteristica danno i corrispondenti stati di funzionamento (fig. 24 *a*). Se R_c rimane costante e varia invece la f. e. m. applicata E_{ao}, la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa (fig. 24 *b*) in modo da tagliare l'asse delle ascisse sempre in corrispon-

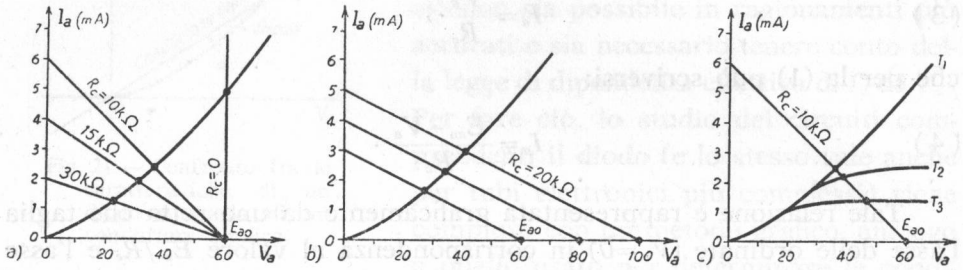


Fig. 24 — Se varia la resistenza, la retta di carico ruota; se varia E_{ao}, la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa; se varia la caratteristica, il punto di funzionamento si sposta sulla retta di carico.

denza al valore della f. e. m. applicata. Infine può accadere che, rimanendo costante la f. e. m. E_{ao} e la resistenza R_c, vari la caratteristica del diodo, per esempio per un aumento della temperatura del filamento: in tal caso (fig. 24 *c*) i punti di funzionamento sono dati dai punti d'incontro della retta di carico con le varie caratteristiche ([17]).

Quale applicazione del metodo grafico introdotto, studieremo la serie di un diodo con una resistenza ohmica ed una f. e. m. alternativa. Il caso è già stato esaminato nell'ipotesi che il diodo equivalesse ad una resistenza, quale circuito base per il raddrizzamento delle correnti alternate (n. 5). Consideriamo lo schema della figura 25, in cui è $e = E \operatorname{sen} \omega t$, ed applichiamo ad esso il metodo grafico procedendo come si è detto poc'anzi in relazione alla figura 24 *b*).

Si traccia la retta di carico (fig. 26) corrispondente alla resistenza R_c, passante per un punto generico dell'asse delle ascisse; durante l'escursione periodica alternativa della f. e. m. e, tale punto si muove sull'asse delle ascisse

---

soltanto quando il grafico della caratteristica è monometrico, cioè quando lo stesso segmento (ad esempio, *1* cm) vale n volt per l'asse delle ascisse ed n ampère per l'asse delle ordinate; ma ciò di solito non crea alcun equivoco.

([17]) - Occorre soffermarsi su questi esempi perchè essi preludono ad una vasta applicazione del metodo.

con pulsazione ω, fra le ascisse estreme $-E$ e $+E$. In corrispondenza, il punto P_1 di funzionamento si sposta lungo l'asse negativo delle ascisse, passa l'origine, percorre un tratto della caratteristica, poi rifà lo stesso cammino in senso inverso. Durante il movimento di P_1, per ogni sua posizione, si può ricavare il valore della corrente i_a che attraversa il circuito e della tensione v_a presente ai capi del diodo.

Nella figura 26 la costruzione è eseguita nell'ipotesi che sia $R_c = 2\,\text{k}\Omega$, $E = 60\,\text{V}$ e per un ipotetico diodo di cui la caratteristica sia quella tracciata nel diagramma *a)* della figura. La f. e. m. applicata è rappresentata in funzione del tempo della curva *e* (diagramma *b*) del sistema d'assi (t, V_a) avente, per necessità di figura, l'asse positivo dei tempi rivolto verso il basso. Ad un istante generico t_1 la tensione sia rappresentata dal punto $P(t = t_1, V_a = 40\,V)$. Si tracci da P la normale all'asse delle ascisse del sistema (V_a, I_a): dal punto di incontro $(V_a = 40\,\text{V})$ si tracci la retta di carico relativa alla resistenza R_c.

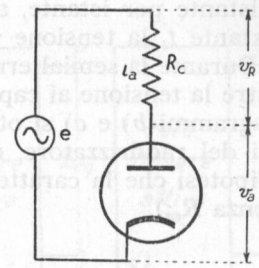


Fig. 25 — Serie di un diodo con una resistenza ed una f. e. m. alternata.

Essa incontra la caratteristica del tubo in un punto P_1. Da tale punto si traccino due rette parallele ai due assi coordinati; il punto d'incontro P_2 (nel sistema d'assi t, V_a) della retta verticale passante per P_1 con l'orizzontale

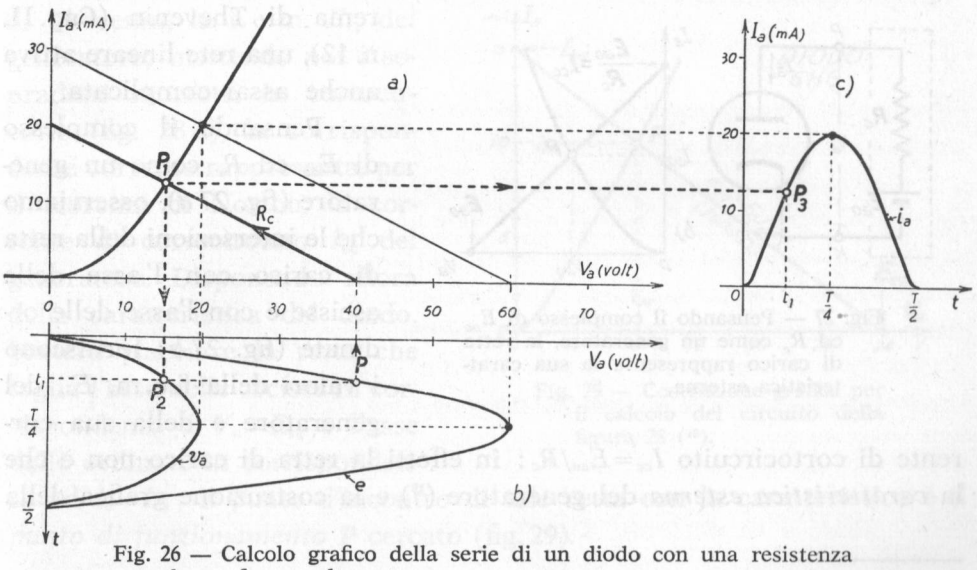


Fig. 26 — Calcolo grafico della serie di un diodo con una resistenza ed una f. e. m. alternata.

passante da P rappresenta la tensione v_a ai capi del diodo all'istante t_1. Nel sistema di assi (t, I_a) a destra (diagramma *c*) si alzi l'ordinata passante per l'ascissa t_1; essa incontra la retta orizzontale passante per P in un punto P_3,

che rappresenta la corrente nel circuito all'istante t_1. Se si ripete il procedimento per altri istanti qualunque si può tracciare la curva completa della corrente raddrizzata (curva del diagramma *c*) e della tensione ai capi del diodo (curva v_a del diagramma *b*). La tensione ai capi di R_c è $v_R = R_c i_a$, perciò il suo andamento in funzione del tempo può ottenersi moltiplicando per R_c le ordinate della curva della corrente raddrizzata: essa può anche ottenersi sottraendo, istante per istante, alla tensione applicata *e* la tensione v_a: ad esempio all'istante t_1 la tensione v_R è misurata dal segmento PP_2 (nel diagramma *b*).

Durante la semialternanza negativa di *e* la corrente anodica e v_R sono nulli mentre la tensione ai capi del diodo coincide con *e*. Completando in tal modo i diagrammi *b*) e *c*) si ottiene la rappresentazione esatta delle correnti e tensioni del raddrizzatore, corrispondente a quella di figura 7 (n. 5), tracciata, nell'ipotesi che la caratteristica fosse rettilinea (diodo equivalente ad una resistenza R_{eq}).

10. — Generalizzazione del metodo della retta di carico.

La costruzione grafica della retta di carico ha una generalità assai maggiore di quanto possa apparire a prima vista. Infatti la serie della f. e. m. continua E_{ao} e della resistenza R_c può rappresentare *un generatore di f. e. m* E_{ao} *e resistenza interna* R_c; a sua volta questo generatore può rappresentare, grazie al teorema di Thevenin (Cap. II, n. 12), una rete lineare attiva anche assai complicata.

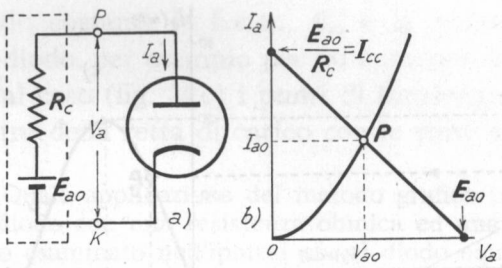


Fig. 27 — Pensando il complesso di E_{ao} ed R_c come un generatore, la retta di carico rappresenta la sua caratteristica esterna.

Pensando il complesso di E_{ao} ed R_c come un generatore (fig. 27 *a*), osserviamo che le intersezioni della retta di carico con l'asse delle ascisse e con l'asse delle ordinate (fig. 27 *b*) forniscono i valori della f. e. m. E_{ao} del generatore e della sua corrente di cortocircuito $I_{cc} = E_{ao}/R_c$: in effetti la retta di carico non è che la *caratteristica esterna* del generatore ([18]) e la costruzione grafica della

([18]) - G. BATTISTINI - *Elettrotecnica Generale*, Vol. I, Cap. I, n. 7, fig. 8 (Ed. C. Cursi, Pisa). Si tenga presente che in elettrotecnica la caratteristica esterna di un generatore si disegna usualmente ponendo in ascisse le correnti ed in ordinate le tensioni: essa esprime il modo di variare della tensione ai morsetti in funzione della corrente prelevata dal generatore.

figura 27 *b*) non è che la determinazione grafica del punto d'incontro della *caratteristica esterna* del generatore e della *caratteristica* del diodo.

Ciò posto, supponiamo che il diodo sia connesso ad una rete circuitale lineare comunque complessa contenente generatori di f. e. m. *continua*, resistenze ed impedenze di qualunque tipo (fig. 28 *a*). Agli effetti

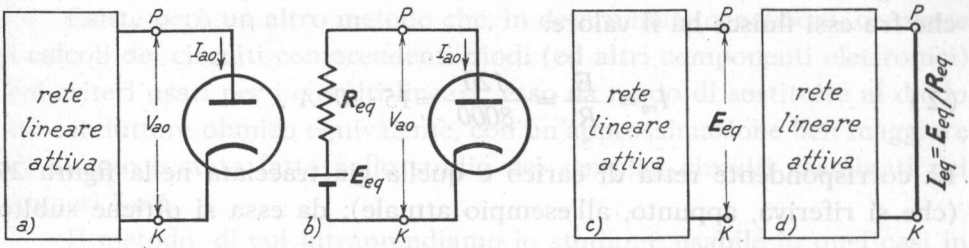


Fig. 28 — Generica rete lineare attiva connessa ad un diodo.

del diodo tutta la rete può considerarsi un generatore avente i morsetti *P*, *K* collegati al collettore ed all'emettitore del diodo (fig. 28 *b*): staccato il diodo e determinata la tensione ai morsetti *P*, *K* rimasti aperti (fig. 28 *c*), essa rappresenta, per il teorema di Thevenin, la f. e. m. E_{eq} del generatore; mettendo poi i sopradetti morsetti in cortocircuito (fig. 28 *d*), la corrispondente corrente rappresenta, per il teorema di Norton, la corrente di cortocircuito I_{eq} del generatore. Disponendo allora della caratteristica del diodo, basterà tracciare la retta che taglia l'asse delle ascisse in corrispondenza a $V_a=E_{eq}$ e l'asse delle ordinate in corrispondenza ad $I_a=I_{eq}$; il punto d'incontro di tale retta con la caratteristica è il *punto di funzionamento P* cercato (fig. 29).

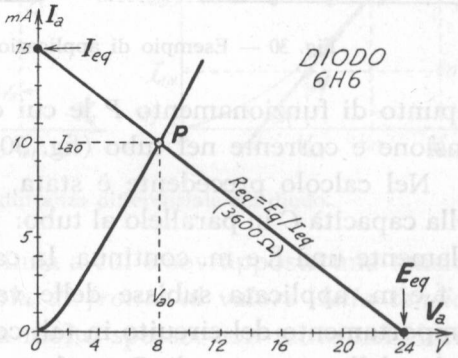


Fig. 29 — Costruzione grafica per il calcolo del circuito della figura 28 (19).

(19) - I numeri fra parentesi si riferiscono al circuito studiato come esempio nella figura 30.

Consideriamo, ad esempio, il particolare circuito della fig. 30 *a*): staccando il diodo (fig. 30 *b*) la tensione ai morsetti PK assume il valore ([20]):

$$(1) \qquad E_{eq} = \frac{E}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{120}{8000 + 2000} 2000 = 24 \text{ V} ;$$

Collegando, invece, i morsetti PK in cortocircuito (fig. 30 *c*), la corrente che fra essi fluisce ha il valore:

$$(2) \qquad I_{eq} = \frac{E}{R_1} = \frac{120}{8000} = 15 \cdot 10^{-3} A .$$

La corrispondente retta di carico è quella già tracciata nella figura 29 (che si riferiva, appunto, all'esempio attuale); da essa si ottiene subito

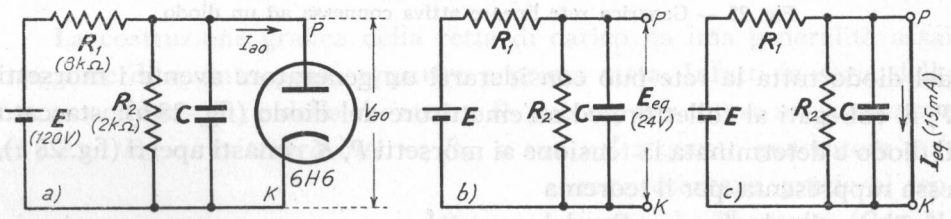


Fig. 30 — Esempio di applicazione del metodo della figura 28.

il punto di funzionamento P le cui coordinate forniscono i valori della tensione e corrente nel tubo (fig. 30 *a*): $V_{ao} = 8\,V$, $I_{ao} = 10$ mA.

Nel calcolo precedente è stata, naturalmente, ignorata la presenza della capacità C in parallelo al tubo: poichè, infatti, è presente in circuito solamente una f. e. m. continua, la capacità è senza effetto. Se, peraltro, la f. e. m. applicata subisse delle variazioni e fosse utile conoscere il comportamento del circuito in tali condizioni, occorrerebbe tenere conto anche della presenza di C: vedremo nei prossimi paragrafi il metodo fondamentale con cui il problema può essere affrontato.

11. — Comportamento del diodo di fronte a piccole variazioni di tensione e di corrente. Conduttanza e resistenza differenziali.

Il metodo grafico introdotto nel n. 9 è sempre applicabile e porta

([20]) - Si prescinde dal periodo transitorio nel quale la capacità C si è caricata.

a risultati corretti nei limiti dell'approssimazione del disegno; esso ha vasta applicazione sia per il diodo, sia per i tubi e gli altri componenti elettronici che studieremo in seguito. Esso è, peraltro, di difficile applicazione nel caso in cui nel circuito siano presenti elementi reattivi (capacità, induttanze, mutue induttanze) e le tensioni subiscano variazioni (cosa che avviene sempre in presenza di segnali).

Esiste però un altro metodo che, in determinate condizioni, consente i calcoli dei circuiti comprendenti diodi (ed altri componenti elettronici) coi criteri usati per i circuiti lineari: esso dà modo di sostituire al diodo un conduttore ohmico equivalente, con un'approssimazione ben maggiore di quanto è stato fatto nello studio dei semplici circuiti esaminati nei numeri 5 e 6.

Il metodo, di cui intraprendiamo lo studio, è usabile in quei casi in cui al tubo è applicata *una tensione continua che subisce piccole variazioni*, ad esempio una tensione continua a cui è sovrapposta una tensione alternativa *di ampiezza assai piccola di fronte al valore della tensione continua.* È un caso che si presenta molto spesso, non tanto nei circuiti comprendenti diodi, quanto nei circuiti con tubi elettronici più complessi; noi ne facciamo lo studio in relazione al diodo per la semplicità che ne deriva e perchè i risultati possono essere trasferiti integralmente agli altri componenti elettronici.

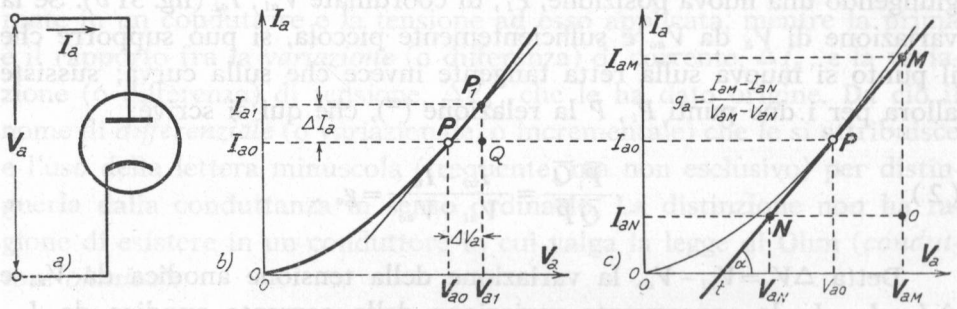


Fig. 31 — Per definire la conduttanza differenziale del diodo.

Supponiamo, dunque, che ad un diodo, avente la caratteristica della figura 31 *b*) sia applicata una tensione V_{a0}, che chiameremo *tensione di riposo*, per cui la corrente risulti I_{a0} (*corrente di riposo*); il punto P, individuato sulla caratteristica da V_{a0} ed I_{a0}, è il punto di funzionamento a riposo, che diremo *punto di riposo.*

Osserviamo che, mentre nel suo complesso la caratteristica è curvilinea, in un intorno limitato del punto di riposo essa non si discosta apprezzabilmente dalla linearità, potendosi, in prima approssimazione, confondere con la retta tangente. In relazione a ciò, tracciamo in P la tangente t alla curva (fig. 31 *c*) e diciamo g_a il suo coefficiente angolare ([21]): esso è pari alla tangente trigonometrica dell'angolo α che la retta forma con l'asse delle ascisse ([22]). Scelti su t due punti qualsiasi, M ed N, di coordinate V_{aM}, I_{aM} e V_{aN}, I_{aN}, si ha manifestamente:

$$(1) \qquad g_a = tang\,\alpha = \frac{\overline{MO}}{\overline{ON}} = \frac{I_{aM} - I_{aN}}{V_{aM} - V_{aN}} .$$

Ciò posto, supponiamo che la tensione V_a applicata al diodo (fig. 31 *a*) subisca una variazione dal valore di riposo V_{ao}: corrispondentemente il punto di funzionamento si sposta da P e si muove sulla caratteristica, raggiungendo una nuova posizione, P_1, di coordinate V_{a1}, I_{a1} (fig. 31 *b*). Se la variazione di V_a da V_{ao} è sufficientemente piccola, si può supporre che il punto si muova sulla retta tangente invece che sulla curva; sussiste allora per i due punti P_1, P la relazione ([22]), che qui si scrive:

$$(2) \qquad \frac{\overline{P_1 Q}}{\overline{Q P}} = \frac{I_{a1} - I_{ao}}{V_{a1} - V_{ao}} = g_a .$$

Detta $\Delta V_a = V_{a1} - V_{ao}$ la variazione della tensione anodica da V_{ao} e $\Delta I_a = I_{a1} - I_{ao}$ la conseguente variazione della corrente anodica da I_{ao}, la formula precedente potrà scriversi:

$$(3) \qquad \frac{\Delta I_a}{\Delta V_a} = g_a .$$

([21]) - Il coefficiente angolare è la derivata di I_a rispetto a V_a calcolata nel punto P:

$$g_a = \left(\frac{dI_a}{dV_a} \right)_{Va = Vao} .$$

L'argomento che stiamo trattando sarà riesaminato da un punto di vista matematico nell'appendice al paragrafo.

([22]) - Come si è osservato nel n. 9 nella nota ([15]), in relazione alla fig. 21, questa relazione vale geometricamente solo quando il grafico è monometrico, cioè quando lo stesso segmento vale *1* volt sull'asse delle ascisse ed *1* amper sull'asse delle ordinate Poichè, però, la dizione è assai significativa e difficilmente dà luogo ad equivoci, la si usa comunemente.

Questa relazione vale per tutte le variazioni di tensione attorno al valore di riposo V_{ao}, perchè sufficientemente piccole, ed esprime per esse *l'esistenza della legge di Ohm* ([23]). Per tali variazioni, purchè sufficientemente piccole, *tutto avviene come se il diodo fosse un conduttore ohmico di conduttanza* g_a. Questa conduttanza (A/V) prende il nome di *conduttanza differenziale anodica*; il suo inverso si dice *resistenza differenziale anodica* ed ha il valore:

$$(4) \qquad r_a = \frac{1}{g_a} = \frac{V_{aM} - V_{aN}}{I_{aM} - I_{aN}} \qquad \text{(ohm)}.$$

La *resistenza differenziale e la conduttanza differenziale hanno valori che dipendono dal punto di riposo considerato*, in quanto in un altro punto della curva caratteristica la tangente è, in generale, diversa.

La *conduttanza differenziale* (così come la resistenza) si distingue dalla *conduttanza ordinaria* perchè quest'ultima è il rapporto fra la corrente in un conduttore e la tensione ad esso applicata, mentre la prima è il rapporto fra la *variazione* (o differenza) di corrente, ΔI_a, e la variazione (o differenza) di tensione, ΔV_a, che le ha dato origine. Da ciò il nome di *differenziale* (o variazionale, o incrementale) che le si attribuisce e l'uso della lettera minuscola (frequente, ma non esclusivo) per distinguerla dalla conduttanza in senso ordinario. La distinzione non ha ragione di esistere in un conduttore in cui valga la legge di Ohm (*conduttore ohmico*):

$$(5) \qquad I = GV \ ;$$

dando infatti una variazione ΔV alla tensione V, la corrente I subisce la variazione:

$$(6) \qquad \Delta I = G \Delta V \ ,$$

da cui si deduce $g = \Delta I / \Delta V = G$. D'altronde, come sappiamo (n. 9, fig. 21), la caratteristica di un conduttore ohmico è una retta passante per l'origine degli assi e perciò coincide manifestamente colla tangente in ogni suo punto.

Illustreremo con un esempio le considerazioni esposte e mostreremo

---

([23]) - La giustificazione rigorosa di questa asserzione è contenuta nell'appendice al paragrafo.

il metodo con cui in pratica si svolgono i calcoli. Consideriamo il circuito della figura 32 *a*); ad un diodo *6X5*, la cui caratteristica è riportata nella figura 32 *b*), è applicata una f. e. m. continua $E_{ao} = 14$ V ed una f. e. m. alternativa $e = 0{,}1 \operatorname{sen} \omega t$ (V). Se il generatore della f. e. m. e (che supporremo privo di resistenza interna) non funziona, la corrente anodica è dovuta alla sola E_{ao} ed il suo valore si ricava immediatamente dalla caratteristica del tubo in corrispondenza a $V_a = 14$: essa è 42 mA. Risultano in tal modo definite le condizioni di riposo rappresentate dal punto P_o. Entri ora in funzione il generatore alternativo: esso produce, at-

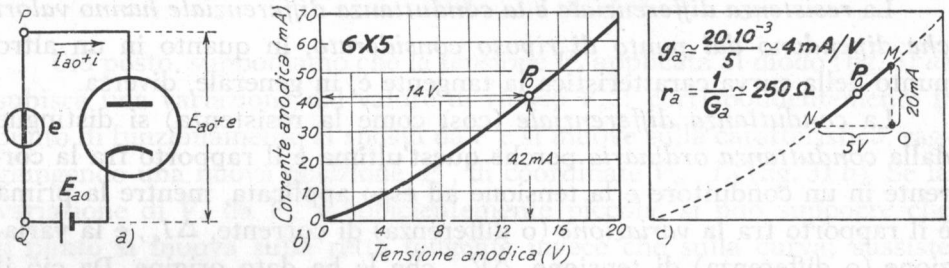


Fig. 32 — Applicazione simultanea di una f. e. m. continua ed alternata ad un diodo: costruzioni grafiche relative.

torno alla tensione di riposo $E_{ao} = 14$ V, una variazione di tensione di valore assai piccolo, per cui di fronte ad essa il diodo si comporta come un conduttore ohmico di conduttanza g_a (conduttanza differenziale). Per determinare il valore di questa, occorre tracciare la tangente alla curva in P_o e determinarne il coefficiente angolare; in pratica, per far ciò, è conveniente copiare su carta lucida la zona immediatamente prossima al punto di riposo (fig. 32 *c*) sostituendo in un conveniente intorno di questo (24) un segmento di retta al tratto interessato della caratteristica. Si misurano poi le lunghezze dei segmenti $\overline{MO}$ ed $\overline{ON}$ e mediante proporzione colle lunghezze dei lati del reticolato delle coordinate si determinano i corrispondenti valori in ampère ed in volt. Dal rapporto fra i valori $\overline{MO}$ (ampère) e di $\overline{ON}$ (volt) si ha il valore approssimato di g_a e, dal suo inverso, quello di r_a. Nel nostro esempio si ricava:

$$g_a \cong 4 \text{ mA/V} \quad , \quad r_a \cong 250\,\Omega \ .$$

(24) - Sufficientemente piccolo onde la curva possa confondersi con la sua tangente, ma abbastanza grande per poter eseguire misure attendibili.

Ne deduciamo che, di fronte alla tensione $e=0{,}1\ sen\,\omega t$, il diodo si comporta come un conduttore di conduttanza $g_a=4$ mA/V; ne risulta una corrente alternata:

$$i=g_a e=0{,}4\ sen\,\omega t \qquad (\text{mA}).$$

Complessivamente la corrente anodica, somma di questa corrente alternata e della corrente di riposo (42 mA), avrà il valore:

$$i_a=42+0{,}4\ sen\,\omega t \qquad (\text{mA}).$$

Tale formula ed i ragionamenti precedenti mostrano che i calcoli si possono eseguire come se esistessero due circuiti separati: l'uno in cui agisce la tensione continua di riposo — e nel quale il valore della corrente si ricava dalla caratteristica — e l'altro in cui agisce la f. e. m. alternata, che si considera come un circuito ohmico di conduttanza g_a ([25]). I due circuiti si chiamano rispettivamente *circuito di riposo* e *circuito differenziale*: nel paragrafo seguente (n. 12) ne vedremo l'applicazione a casi assai più generali a quello ora considerato ed esamineremo il metodo di studio relativo.

APPENDICE: CONSIDERAZIONI MATEMATICHE SULLA CONDUTTANZA E RESISTENZA DIFFERENZIALE. Si può avere per via matematica la giustificazione dei *parametri differenziali* introdotti in una maniera abbastanza agevole, la quale vale non solo per il diodo ma per qualunque conduttore non ohmico.

Supponiamo che il diodo si trovi nelle condizioni di funzionamento rappresentate dal punto $P\ (V_{a0}, I_{a0})$ della caratteristica della figura 31 *b*). Sia $I_a=f(V_a)$ l'equazione della curva caratteristica; il valore della corrente in un punto P_1 di ascissa $V_{a1}=V_{a0}+\Delta V_a$ sarà:

$$(7) \qquad I_{a1}=f(V_{a0}+\Delta V_a)\ .$$

Sviluppiamo la funzione in *serie di Taylor* ([26]) nell'intorno di P, si ha:

([25]) - Il valore di g_a (e di r_a), oltre che dalla caratteristica, può ricavarsi sperimentalmente. In linea di principio, ciò può ottenersi in un circuito come quello della figura 32 *a*) misurando le ampiezze di $e=E\ sen\,\omega t$ ed $i_a=I_a\ sen\,\omega t$: si ha allora, manifestamente $g_a=I_a/E$. Gli effettivi metodi di misura sono descritti nel testo: S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. IX, nn. 4-6 (Ed. C. Cursi, Pisa).

([26]) - U. FEDERIGHI, L. GIULIANO - *Matematica per Fisici, Ingegneri, Naturalisti*, Cap. V, n. 5 (Ed. C. Cursi, Pisa).

$$(8) \qquad I_{a1}=f(V_{ao}+\Delta V_a f'(V_{ao})+\frac{\Delta V_a^2}{2!} f''(V_{ao})+\frac{\Delta V_a^3}{3!} f'''(V_{ao})+\dots .$$

Notiamo che $f'(V_{ao})$, *derivata della corrente calcolata nel punto P, è la grandezza che abbiamo chiamato conduttanza anodica differenziale,* g_a, *nel punto P* ([27]); dette allora g_a', g_a'', ... le successive derivate di g_a, calcolate in P, e notando che è $f(V_{ao})=I_{ao}$, la (8) può scriversi:

$$(9) \qquad I_{a1}=I_{ao}+\Delta V_a g_a+\frac{\Delta V_a^2}{2!} g_a'+\frac{\Delta V_a^3}{3!} g_a''+\dots .$$

Trasportato I_{ao} nel primo membro e notando che è $I_{a1}-I_{ao}=\Delta I_a$, la (9) si scrive:

$$(10) \qquad \Delta I_a=\Delta V_a g_a+\frac{\Delta V_a^2}{2!} g_a'+\frac{\Delta V_a^3}{3!} g_a''+\dots .$$

Se la variazione ΔV_a applicata alla tensione anodica è una tensione alternata $e=E\,sen\omega t$ (fig. 32), detta i_a la corrispondente variazione ΔI_a, la (10) diviene:

$$(11) \qquad i_a=e\,g_a+\frac{e^2}{2!} g_a'+\frac{e^3}{3!} g_a''+\dots .$$

Se i termini al di là del secondo possono trascurarsi — il che può avvenire sia perchè si abbia a che fare con tensioni alternative applicate di ampiezza E molto piccola, sia perchè nell'intorno del punto di riposo, P, la conduttanza g_a vari molto poco (cioè la caratteristica risulti poco dissimile da una retta) — la (11) diviene:

$$(12) \qquad i_a=e\,g_a\ ,$$

che coincide con la legge di Ohm. Facendo le medesime ipotesi per una generica ΔV_a, la (10) fornisce:

$$(13) \qquad \Delta I_a=g_a\,\Delta V_a\ ;$$

in queste condizioni l'espressione (9) diviene:

$$(14) \qquad I_{a1}=I_{ao}+g_a\,\Delta V_a\ .$$

([27]) - Ricordiamo che la derivata della funzione in un punto esprime il coefficiente angolare della tangente alla curva che la rappresenta.

Questa equazione ci dice che variando di ΔV_a la tensione di riposo, la corrente che si ottiene appare la somma di quella pertinente allo stato di riposo con quella che si avrebbe in un circuito fittizio di conduttanza g_a, alimentato da una tensione ΔV_a; esso è il circuito differenziale di cui abbiamo già fatto cenno e di cui approfondiremo lo studio nel paragrafo seguente.

12. — Metodo del circuito differenziale.

Riprendiamo in considerazione il circuito della figura 22, già studiato nel n. 9 col metodo della retta di carico (fig. 23) e supponiamo che la tensione applicata sia fatta variare, ad esempio introducendo in serie

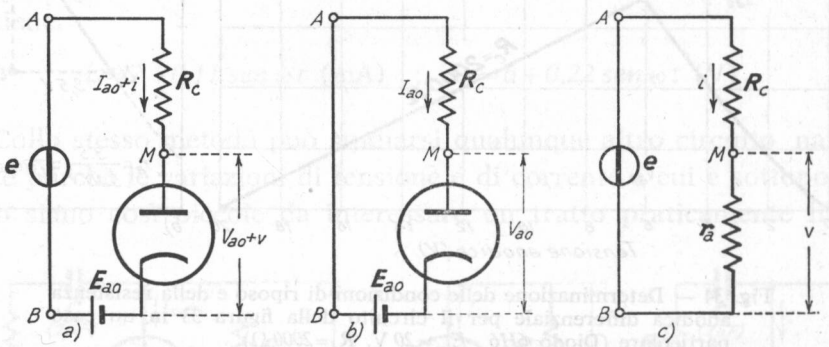


Fig. 33 — Semplice circuito con diodo: circuito di riposo e circuito differenziale corrispondenti.

ad E_{ao} un generatore alternativo di f. e. m. $e = E \, sen \, \omega t$, come è indicato nella figura 33 *a*).

In relazione alla variazione della tensione applicata la retta di carico scorre parallelamente a se stessa (fig. 24 *b*), oscillando attorno alla posizione di riposo, ed altrettanto fa il punto di funzionamento, che si sposta ritmicamente sulla caratteristica attorno al punto di riposo. Se le variazioni di tensione prodotte dal generatore alternativo sono ampie, è possibile determinare per via grafica le corrispondenti variazioni della corrente anodica e della tensione anodica che ne risultano; ma se le variazioni sono piccole — come avviene se la f. e. m. $e = E \, sen \, \omega t$ ha ampiezza molto piccola — le traslazioni della retta di carico ed il conseguente movimento del punto di funzionamento possono risultare così modesti da non permettere l'apprezzamento delle suddette variazioni.

Viene in aiuto, in situazioni siffatte, il *metodo del circuito differenziale*, che abbiamo cominciato ad introdurre nel paragrafo precedente. Procedendo come per il circuito della figura 32, supponiamo dapprima inesistente il generatore che produce le variazioni di tensione, come è fatto nello schema *b*) della figura 33 (*circuito di riposo*); trovato allora il *punto di riposo* P_0 (ed i relativi valori di tensione e corrente, V_{ao}, I_{ao}) col metodo della retta di carico (fig. 34 *a*), si determina in corrispondenza

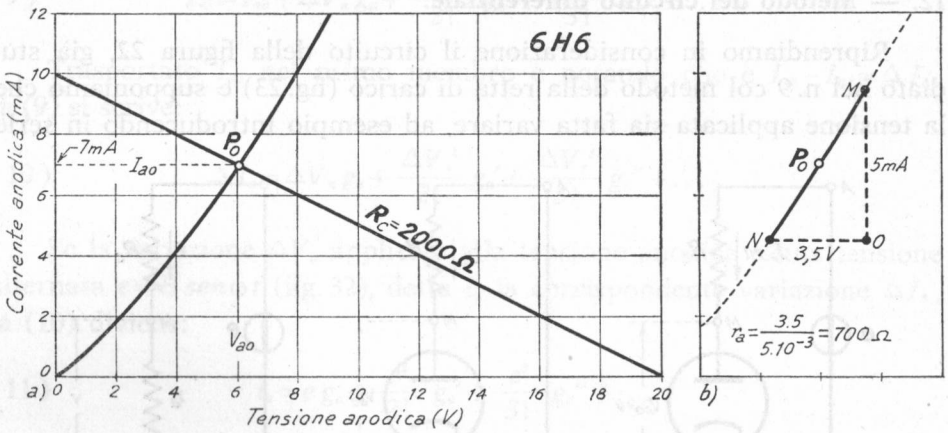


Fig. 34 — Determinazione delle condizioni di riposo e della resistenza anodica differenziale per il circuito della figura 33 in un caso particolare (Diodo *6H6*, $E_{ao}=20$ V, $R_c=2000\ \Omega$).

a tale punto il valore della *conduttanza anodica differenziale* g_a e della corrispondente *resistenza anodica differenziale* $r_a=1/g_a$ (fig. 34 *b*). Si passa poi al calcolo delle *variazioni* della corrente e della tensione anodica, sostituendo al diodo un conduttore ohmico di resistenza r_a, come è fatto nel circuito *c*) della figura 33, che è il *circuito differenziale* di quello originario (fig. 33 *a*). In questo circuito, che riguarda le variazioni di tensione e di corrente, compaiono solo gli elementi interessati alle variazioni stesse, e cioè il generatore e, la resistenza R_c e, al posto del diodo, la resistenza r_a; non compare, invece, la f. e. m. continua E_{ao} il cui valore è costante.

Nel circuito differenziale si ha una corrente:

$$(1) \qquad i=\frac{e}{R_c+r_a},$$

che rappresenta la variazione dal valore di riposo I_{ao} subita, nel circuito

reale (fig. 33 *a*) dalla corrente anodica. La corrente i provoca ai capi di r_a una caduta di tensione:

$$(2) \qquad v = i\, r_a = e\, \frac{r_a}{R_c + r_a} ,$$

che rappresenta, nel circuito reale, la variazione della tensione anodica dal valore di riposo V_{ao}. La corrente anodica e la tensione anodica nel circuito originario (fig. 33 *a*) hanno, perciò, i valori:

$$(3) \qquad i_a = I_{ao} + i \quad , \quad v_a = V_{ao} + v \ .$$

Nelle condizioni della figura 34 ($V_{ao} = 6\,V$, $I_{ao} = 7\,\text{mA}$, $R_c = 2000\,\Omega$, $r_a = 700\,\Omega$), se la f. e. m. alternata applicata ha, ad esempio, il valore $e = 0{,}3\, \text{sen}\, \omega t$, si ottiene:

$$(4) \qquad i_a = 7 + 0{,}11\, \text{sen}\, \omega t \ \text{(mA)} \ ; \quad v_a = 6 + 0{,}22\, \text{sen}\, \omega t \ \text{(V)} .$$

Collo stesso metodo può studiarsi qualunque altro circuito ,naturalmente purchè le variazioni di tensione e di corrente a cui è sottoposto il diodo siano così piccole da interessare un tratto praticamente lineare

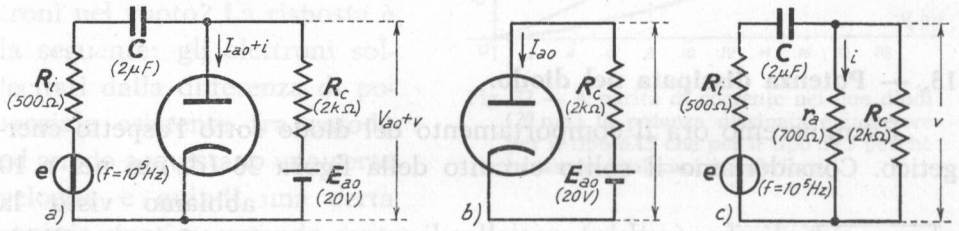


Fig. 35 — Esempio di calcolo col metodo del circuito differenziale.

della caratteristica. Prendiamo in esame, ad esempio, il circuito della figura 35 *a*): prescindendo dapprima dalla f. e. m. e, consideriamo il *circuito di riposo* (fig. 35 *b*), che si calcola immediatamente con la retta di carico. Per la particolare scelta degli elementi del circuito, la relativa costruzione grafica coincide con quella già fatta nella figura 34: se ne deducono i valori di V_{ao}, I_{ao} e della *resistenza anodica differenziale* r_a. Può allora disegnarsi il *circuito differenziale*, avente r_a al posto del diodo, e risulta quello indicato nella figura 35 *c*): da esso possono essere determinati, con facile calcolo, i valori i e v della corrente e della tensione in r_a, che rappresentano le variazioni subite, nel circuito reale, dalla

corrente e dalla tensione anodica attorno ai loro valori di riposo. I valori definitivi della corrente anodica e della tensione anodica risultano pertanto:

$$(5) \qquad i_a = I_{ao} + i \quad , \quad v_a = V_{ao} + v \ ;$$

il loro calcolo effettivo è eseguito nell'esercizio che segue.

Il parallelo di r_a ed R_c (fig. 35 *c*) è una resistenza R_p, di valore:

$$R_p = \frac{r_a R_c}{r_a + R_c} = \frac{700 \cdot 2000}{2700} \cong 520\ \Omega \ .$$

Coi particolari valori indicati nello schema per la frequenza e la capacità ($f = 10^5$ Hz, $C = 2 \cdot 10^{-6}$ F), nello schema *c*) della figura 32 la reattanza capacitiva $1/\omega C$ ($\cong 0{,}8\ \Omega$) è praticamente trascurabile di fronte ad R_i ($500\ \Omega$) ed R_p ($520\ \Omega$). In tali condizioni la tensione v ha il valore:

$$v = \frac{e}{R_i + R_p} R_p = \frac{520\, e}{1020} \cong 0{,}51\, e \ ;$$

conseguentemente la corrente in r_a ha il valore:

$$i = \frac{v}{r_a} \cong \frac{0{,}51\, e}{700} \cong 0{,}73 \cdot 10^{-3}\, e \ .$$

13. — **Potenza dissipata nel diodo.**

Esamineremo ora il comportamento del diodo sotto l'aspetto energetico. Consideriamo il solito circuito della figura 36 (di cui nel n. 10 abbiamo visto la grande generalità); col metodo grafico si individua il punto di funzionamento P e si trovano i valori della corrente I_{ao} e delle tensioni V_{ao} ai capi del diodo e V_R ai capi della resistenza. Il generatore, in quanto con una tensione E_{ao} produce nel circuito una corrente I_{ao}, eroga una potenza $E_{ao} I_{ao}$ che viene consumata nel circuito; nella

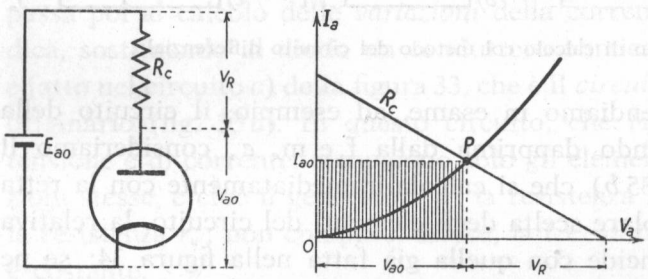


Fig. 36 — Serie di un diodo con una resistenza ed una f. e. m. continua.

resistenza viene dissipata la potenza $V_R I_{ao}$ e la rimanente potenza $P_a = E_{ao} I_{ao} - V_R I_{ao}$ è evidentemente dissipata nel tubo. Poichè è:

$$(1) \qquad P_a = (E_{ao} - V_R) I_{ao} = V_{ao} I_{ao} ,$$

se ne deduce che *nel diodo viene dissipata potenza, espressa, come in qualsiasi conduttore, dal prodotto della corrente per la tensione ai capi*: notiamo che essa è rappresentata figuratamente dall'area del rettangolo (tratteggiato nella figura 36) di lati I_{ao} e V_{ao}. Il ragionamento è stato condotto nel caso semplice in cui al diodo sia applicata una tensione continua ma esso rimane valido, istante per istante, se la tensione applicata è variabile; naturalmente in tal caso la potenza dissipata nel diodo è la media nel tempo del prodotto dei valori istantanei della corrente e della tensione.

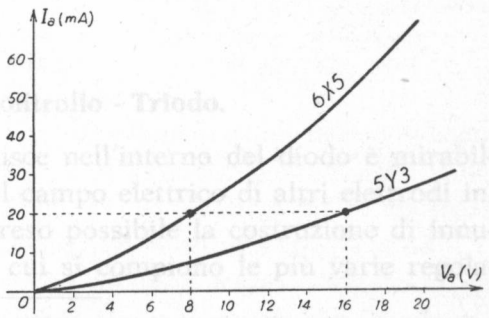


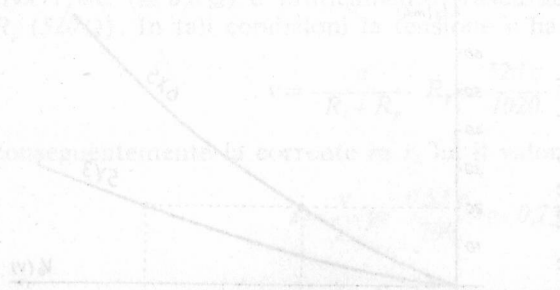
Fig. 37 — A parità di corrente nei due diodi (*20* mA) la potenza dissipata è inferiore per il tipo *6X5* che per il tipo *5Y3* perchè la tensione ai capi è inferiore.

Ci si può ora porre la domanda: come avviene nel diodo la dissipazione di potenza, dal momento che la corrente è dovuta al passaggio di elettroni nel vuoto? La risposta è la seguente: gli elettroni sollecitati dalla differenza di potenziale esistente fra catodo ed anodo acquistano una certa velocità e quindi una certa energia cinetica; urtando contro il collettore (placca) cedendo tale energia la quale si trasforma in calore. Si ha dunque una dissipazione di una parte dell'energia che proviene dal generatore di f.e.m.; a parità di numero di elettroni che giungono sul collettore ad ogni secondo (cioè a parità di corrente anodica) la potenza dissipata è tanto maggiore quanto più forte è la velocità degli elettroni, cioè quanto più elevata è la tensione anodica. Dei due diodi di cui è data la caratteristica nella figura 37, dissipa meno potenza, al passaggio della corrente di *20* mA, il tipo *6X5* ($P_a = 0{,}16$ W) che non il tipo *5Y3* ($P_a = 0{,}32$ W), perchè per il primo la tensione anodica è inferiore che per il secondo; si comprende come queste considerazioni possano avere grande interesse per le applicazioni.

Mentre nei conduttori normali la dissipazione di potenza è distri-

buita in tutta la loro estensione, nei diodi essa è localizzata sulla placca; questa perciò deve essere costruita in modo da dissipare il calore che su di essa si sviluppa per l'urto elettronico. Ciò vale non soltanto per il diodo ma per tutti i tubi elettronici, da esso derivati, che studieremo in seguito; vedremo, in riferimento a questi, gli accorgimenti costruttivi usati per smaltire il calore generato.

Si vedrà nel Cap. VII (n. 2) come, introducendo nel tubo particolari gas, la caduta di tensione interna può essere fortemente ridotta e quindi la potenza dissipata può essere grandemente diminuita.



CAPITOLO V

IL TRIODO

1. — La griglia e la sua azione di controllo - Triodo.

La corrente elettronica che fluisce nell'interno del diodo è mirabilmente atta ad essere controllata dal campo elettrico di altri elettrodi introdotti nel tubo; questo fatto ha reso possibile la costruzione di innumerevoli tipi di tubi elettronici in cui si compiono le più varie regolazioni di corrente.

Il più semplice e storicamente il primo (DE FOREST, 1906) dei tubi in cui si effettua la regolazione di corrente con elettrodi ausiliari è il *triodo*; questo tubo elettronico è un diodo in cui fra l'emettitore (*catodo*) ed il collettore (*anodo*) è introdotto un elettrodo che, a causa della sua primitiva costituzione a rete, è detto *griglia*. Attualmente la griglia è costituita da una elica di filo conduttore che circonda il catodo: il tipo di costruzione del triodo, l'emettitore ed il collettore (placca) sono simili a quelli del diodo. Una disposizione molto comune degli elettrodi è quella indicata nella figura 1, dove è anche indicato il simbolo usato negli schemi per il triodo.

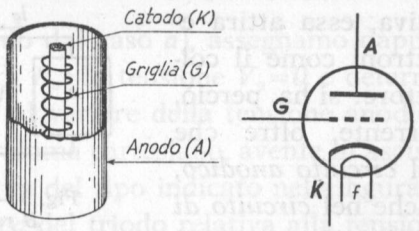


Fig. 1 — Triodo: struttura e simbolo.

In un diodo, lontano dalla saturazione (Cap. IV, n. 8), il numero di

elettroni della carica spaziale che si avviano verso l'anodo e costituiscono la corrente anodica, è determinato quasi esclusivamente dal campo elettrico nelle immediate vicinanze del catodo, là dove è massima la carica spaziale elettronica. *L'effetto della griglia è quello di modificare tale campo* provocando così una variazione della corrente anodica controllata a volontà.

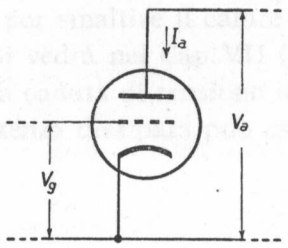


Fig. 2 — La corrente anodica è funzione della tensione anodica V_a e della tensione di griglia V_g.

La griglia è normalmente tenuta a potenziale inferiore a quello del catodo e perciò diminuisce il valore della corrente anodica (rispetto a quello che si avrebbe in assenza di griglia) in quanto crea un campo contrastante con quello dell'anodo; *variazioni del suo potenziale in più od in meno provocano variazioni in aumento o in diminuzione della corrente anodica.* Nel triodo, perciò, la corrente anodica I_a (fig. 2) dipende, come nel diodo, dalla tensione V_a fra anodo e catodo (*tensione anodica*) ma anche dalla tensione V_g fra griglia e catodo (*tensione di griglia*).

Se la griglia è positiva rispetto al catodo ($V_g > 0$), essa esercita sugli elettroni della carica spaziale un effetto concomitante con quello dell'anodo e provoca un aumento della corrente anodica (rispetto al valore che si avrebbe in assenza di griglia). Essendo la griglia positiva, essa attira elettroni come il collettore: si ha, perciò, corrente, oltre che nel *circuito anodico*, anche nel *circuito di griglia* (figura 3), il che non avviene invece quando la griglia è negativa. La presenza della corrente di griglia costituisce un inconveniente che normalmente si cerca di evitare; per il momento considereremo sempre la griglia negativa di fronte al catodo e la corrente di griglia nulla.

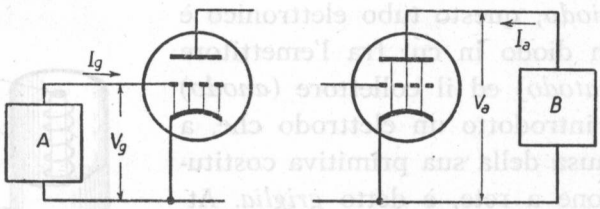


Fig. 3 — Circuito di griglia e circuito anodico: *A* e *B* rappresentano il complesso degli apparecchi collegati alla griglia ed alla placca.

2. — Caratteristiche del triodo.

Si è detto che il triodo è un particolare conduttore in cui la corrente (*corrente anodica*, I_a) dipende non da una sola variabile come nei conduttori ordinari e nel diodo, ma da due: la *tensione anodica* V_a e la *tensione di griglia* V_g. Come nel diodo (Cap. IV, n. 8), la legge di dipendenza di I_a da V_a e da V_g deve essere ricavata sperimentalmente. La disposizione circuitale per compiere tale rilievo sperimentale è indicata nella figura 4: essa consente di applicare al tubo tensioni di griglia e di placca regolabili (mediante i partitori R_g, R_a) e misurabili (coi voltmetri V_g, V_a) e di determinare il valore della corrente anodica col milliamperometro I_a. Con tale dispositivo si compiono tre diversi tipi di rilievi sperimentali: *a*) Determinazione della dipendenza di I_a da V_a, mantenendo costante V_g; *b*) Determinazione della dipendenza di I_a da V_g, mantenendo costante V_a; *c*) Determinazione della relazione fra i valori di V_a e V_g a cui corrisponde un valore costante di I_a.

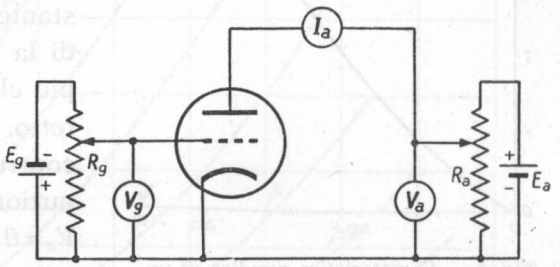


Fig. 4 — Disposizione sperimentale per determinare la legge di dipendenza della corrente anodica (misurata dal miliamperometro I_a) dalla tensione dell'anodo e della griglia (misurate dai voltmetri V_a e V_g).

CARATTERISTICHE ANODICHE. Iniziando dal caso *a*), assegnamo dapprima alla griglia (mediante regolazione di R_g) la tensione $V_g = 0$ e determiniamo il valore della corrente anodica al variare della tensione anodica. Riportando i valori ottenuti in un diagramma cartesiano, avente in ascisse V_a ed in ordinate I_a, si ottiene una curva del tipo indicato nella figura 5, che è detta *caratteristica statica anodica* del triodo relativa alla tensione di griglia $V_g = 0$. Essa è del tutto simile alla caratteristica di un diodo e rivelerebbe, come quella, la saturazione (Cap. IV, n. 8) se la determinazione di I_a fosse estesa a valori più forti di V_a.

Ripetendo la determinazione di I_a in funzione di V_a assegnando alla griglia non più la tensione $V_g = 0$, ma una tensione negativa (ad esempio, $V_g = -2$ V), la curva rimane all'incirca la medesima, ma traslata nel senso

positivo dell'asse delle ascisse (fig. 6). Notiamo che nel triodo con griglia negativa per ottenere una determinata corrente (ad esempio, $I_a = 2$ mA) si richiede una tensione anodica maggiore ($V_a = 243$ V) che nel caso in cui la griglia ha tensione zero ($V_a = 107$ V): ciò traduce il fatto che la griglia negativa produce vicino al catodo un campo elettrico contrastante con quello della placca e quindi la tensione di questa deve essere più elevata per controbilanciare l'effetto. Osserviamo inoltre che per controbilanciare l'effetto della diminuzione della tensione di griglia da $V_g = 0$ a $V_g = -2$ V, si richiede un aumento della tensione di placca di ben 136 V, cioè 68 volte tanto; ciò corrisponde al fatto che la griglia, essendo assai più vicina al catodo che non la placca, esercita sugli elettroni della carica spaziale un'azione preponderante rispetto ad essa.

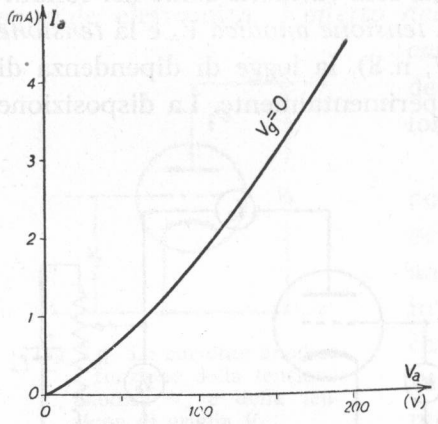


Fig. 5 — Caratteristica anodica di un triodo relativa alla tensione di griglia $V_g = 0$ (Triodo *6SL7*).

Ripetendo la determinazione di I_a in funzione di V_a corrispondentemente a successivi valori, fra loro equidifferenti, della tensione di griglia, si ottengono altrettante curve (all'incirca parallele ed equidistanti) il cui insieme è denominato *famiglia delle caratteristiche statiche anodiche* del triodo. Una tipica famiglia di caratteristiche, relativa ad un triodo di uso comune, è mostrata nella figura 7; in essa I_a è la variabile dipendente, V_a la variabile indipen-

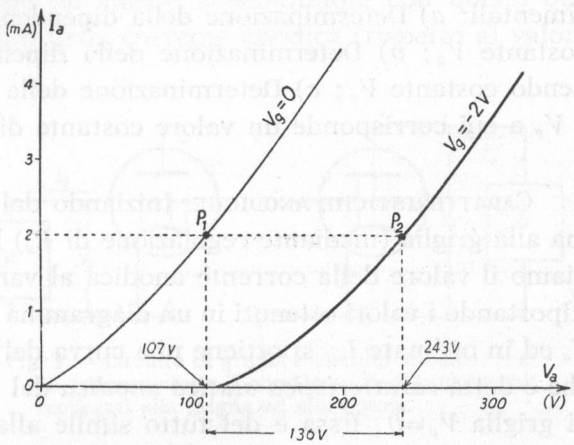


Fig. 6 — Caratteristica anodica, relativa alla tensione di griglia $V_g = -2$ V, confrontata con quella relativa a $V_g = 0$.

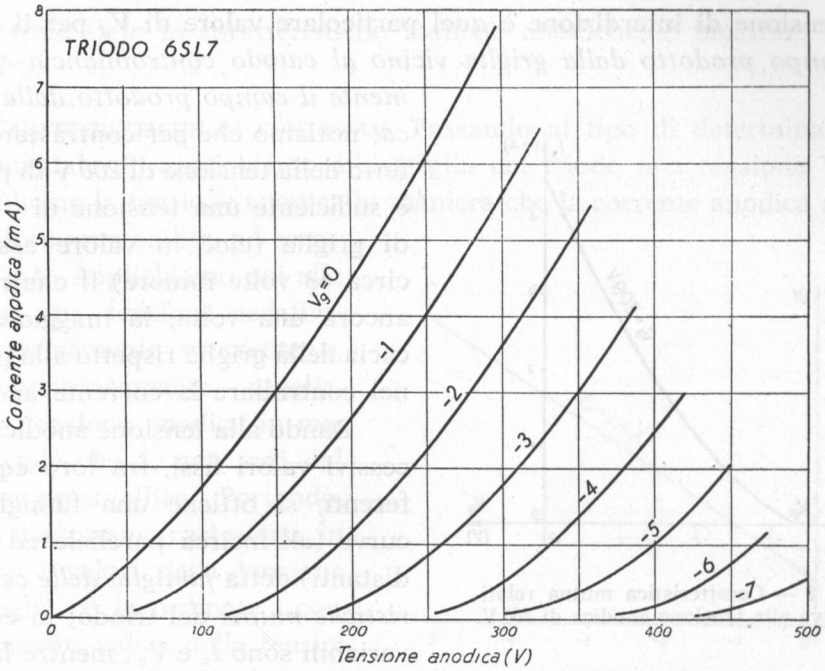


Fig. 7 — Famiglia delle caratteristiche anodiche (1) di un triodo tipico

dente e V_g compare come parametro indicativo delle varie curve (2).

CARATTERISTICHE MUTUE. Passando al tipo di determinazione sperimentale *b*) assegnamo un valore fisso alla tensione anodica (ad esempio, $V_a = 200$ V) e facciamo variare la tensione di griglia, misurando corrispondentemente la corrente anodica: si ottiene in tal modo una curva, del tipo indicato nella figura 8, che è detta *caratteristica statica mutua* relativa alla tensione anodica $V_a = 200$ V. Essa esprime la legge di dipendenza della corrente anodica dalla tensione di griglia quando la tensione di placca ha il prefissato valore di 200 V: la corrente anodica è diversa da zero solo per tensioni di griglia superiori ad un particolare valore V_{gi}, denominato *tensione di griglia di interdizione* (in figura $V_{gi} \cong -3{,}2$ V).

---

(1) - Si noti che al crescere di V_a le caratteristiche sono limitate a valori di corrente anodica via via più piccoli; ciò perchè, per valori di corrente maggiori di quelli considerati, la potenza dissipata sulla placca (Cap. IV, n. 13) risulterebbe eccessiva per il tubo.

(2) - Ci limitiamo attualmente a considerare solamente valori negativi di V_g; vedremo nel n. 4 l'andamento delle caratteristiche in corrispondenza a valori positivi della tensione di griglia.

La tensione di interdizione è quel particolare valore di V_g per il quale *il campo prodotto dalla griglia vicino al catodo controbilancia esattamente il campo prodotto dalla placca*; notiamo che per contrastare l'effetto della tensione di *200* V di placca è sufficiente una tensione di *– 3,2* V di griglia (cioè in valore assoluto circa 63 volte minore) il che rivela, ancora una volta, la maggiore efficacia della griglia rispetto alla placca nel controllare la corrente anodica.

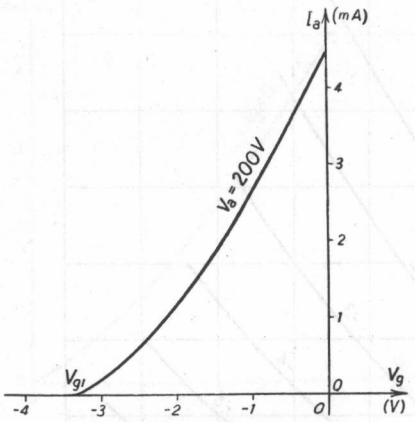


Fig. 8 — Caratteristica mutua relativa alla tensione anodica di *200* V.

Dando alla tensione anodica successivi valori fissi, fra loro equidifferenti, si ottiene una famiglia di curve (all'incirca parellele ed equidistanti) detta *famiglia delle caratteristiche mutue* del triodo; in essa le variabili sono I_a e V_g, mentre la tensione anodica V_a compare come parametro indicativo delle varie curve.

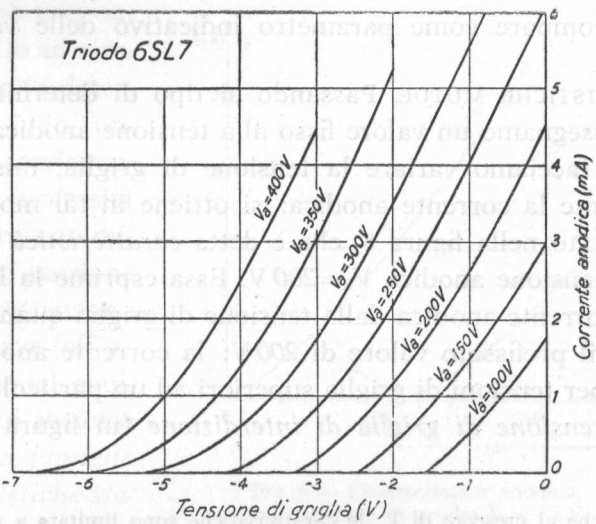


Fig. 9 — Famiglia di caratteristiche statiche mutue del triodo *6SL7*.

Un esempio tipico, che si riferisce allo stesso triodo di cui nella figura 7

sono state date le caratteristiche statiche anodiche, è mostrato nella figura 9.

CARATTERISTICHE DI CONTROLLO. Passando al tipo di determinazione sperimentale *c*), applichiamo alla griglia del triodo una tensione $V_g=0$ e regoliamo la tensione anodica in maniera che la corrente anodica abbia un valore prestabilito, ad esempio *1* mA. Applichiamo poi alla griglia una tensione negativa progressivamente crescente e, contemporaneamente, regoliamo la tensione anodica in maniera tale che I_a non vari dal valore prestabilito. Portando, in un diagramma cartesiano, in ascisse i valori della tensione di griglia ed in ordinate i corrispondenti valori della tensione anodica si ottiene una curva (sensibilmente una retta) del tipo indicato nella figura 10, che denomineremo *caratteristica di controllo* relativa alla corrente di *1* mA: essa esprime la relazione fra i valori di tensione anodica ed i corrispettivi valori della tensione di griglia, che insieme applicati al tubo, fanno sì che la corrente abbia il valore di *1* mA.

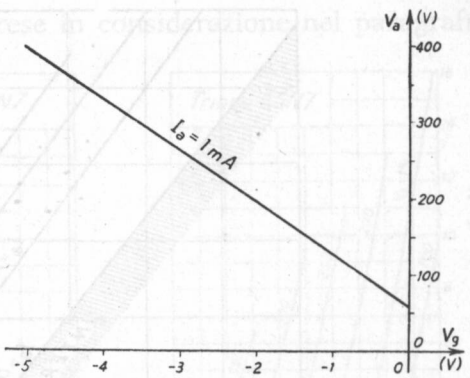


Fig. 10 — Caratteristica di controllo relativa alla corrente anodica di *1* mA.

Come si è operato con la corrente di *1* mA, così si possono ricavare le caratteristiche di controllo relative alle correnti di *2* mA, *3* mA, ecc. Si ottiene in tal modo una famiglia di curve (che sono rette fra loro sensibimente parallele) che denomineremo *famiglia delle caratteristiche di controllo* ([3]) del triodo; in essa le variabili sono V_a e V_g, mentre la corrente anodica compare come parametro indicativo. Un esempio tipico, relativo allo stesso triodo di cui sono state date le caratteristiche anodiche e mutue (figg. 7, 9), è mostrato nella figura 11. Fra le varie rette della famiglia è particolarmente interessante quella indicata con $I_a=0$; essa rappresenta la relazione fra i valori delle tensioni di griglia e di

([3]) - Le caratteristiche di controllo sono, in altre trattazioni, generalmente indicate col nome di *caratteristiche a corrente anodica costante.*

placca a cui corrisponde l'*interdizione* della corrente anodica. Tali valori sono quelli a cui corrisponde un campo nullo vicino al catodo: per valori di V_a e V_g corrispondenti a punti della regione a sinistra della *caratteristica di interdizione* la corrente anodica è sempre nulla. Poichè la caratteristica di interdizione è rettilinea e passa per lo zero, esiste proporzionalità fra il valore della tensione anodica ed il valore V_{gi} della tensione

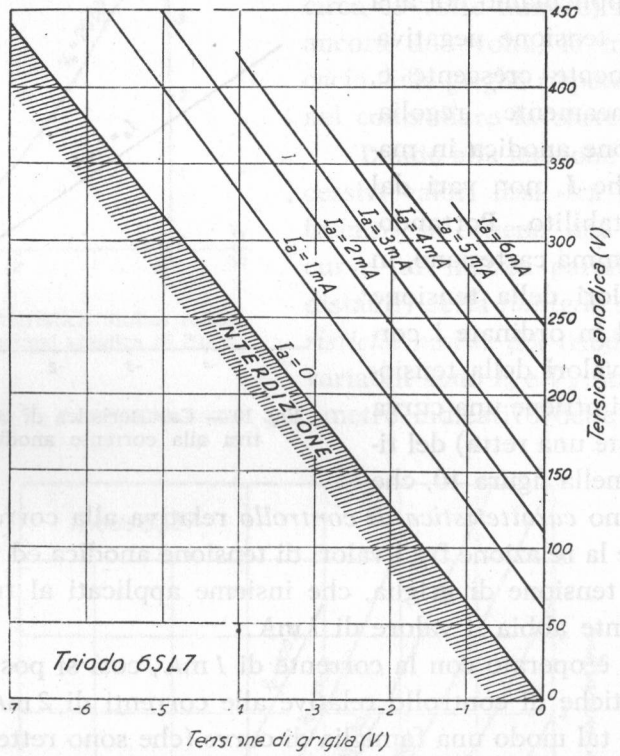


Fig. 11 — Famiglia delle caratteristiche di controllo del triodo *6SL7*.

che applicata alla griglia porta all'interdizione il tubo (*tensione di interdizione*). Fra V_a e V_{gi} si ha dunque la relazione:

$$(1) \qquad V_a = -\mu V_{gi} \qquad (I_a = 0) \ ,$$

dove μ è un coefficiente (che formerà oggetto di studio nel n. 6) che è, manifestamente, il valore assoluto del coefficiente angolare della retta di interdizione; nel caso in esame esso ha il valore di circa *63*, già de-

terminato per altra via. Dalla (1) si ottiene la relazione:

$$(2) \qquad V_{gi} = - V_a/\mu \ ,$$

che consente di ricavare il valore di V_{gi} se sono noti V_a e μ.

3. — Superficie caratteristica - Deduzione delle caratteristiche mutue e di controllo da quelle anodiche.

Le famiglie di caratteristiche prese in considerazione nel paragrafo

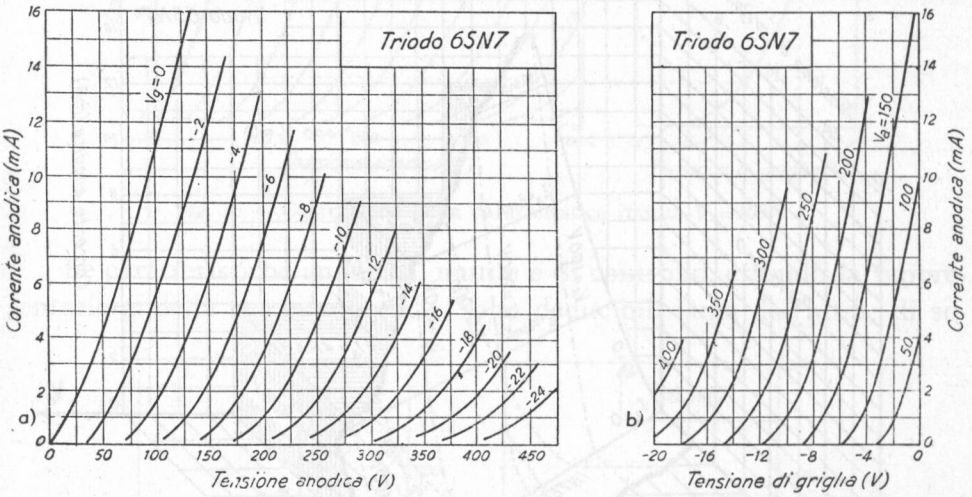


Fig. 12 — Caratteristiche statiche, anodiche (*a*) e mutue (*b*) del triodo *6SN7*.

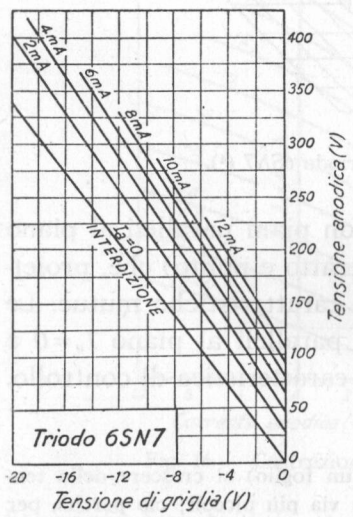


Fig. 13 — Caratteristiche di controllo del triodo *6SN7*.

precedente — e di cui nelle figure 12 e 13 è dato un altro tipico esempio — hanno un interessante significato geometrico.

Si è detto che nel triodo la corrente anodica dipende sia dalla tensione anodica sia dalla tensione di griglia; essa è dunque una funzione di due variabili:

$$(1) \qquad I_a = f(V_a, V_g) \ ,$$

e geometricamente è rappresentabile con una superficie, che chiameremo *superficie caratteristica del triodo*. Un esempio di superficie caratteristica, relativo allo stesso tubo di cui nelle figure precedenti sono

date le famiglie di caratteristiche, è mostrato nella figura 14. Dando a V_g successivi valori costanti, cioè intersecando la superficie con piani paralleli al piano coordinato $V_g=0$, si ottengono delle curve (tratteggiate in figura), che, proiettate sul detto piano, formano la famiglia delle caratteristiche anodiche. Analogamente dando successivi valori costanti a V_a,

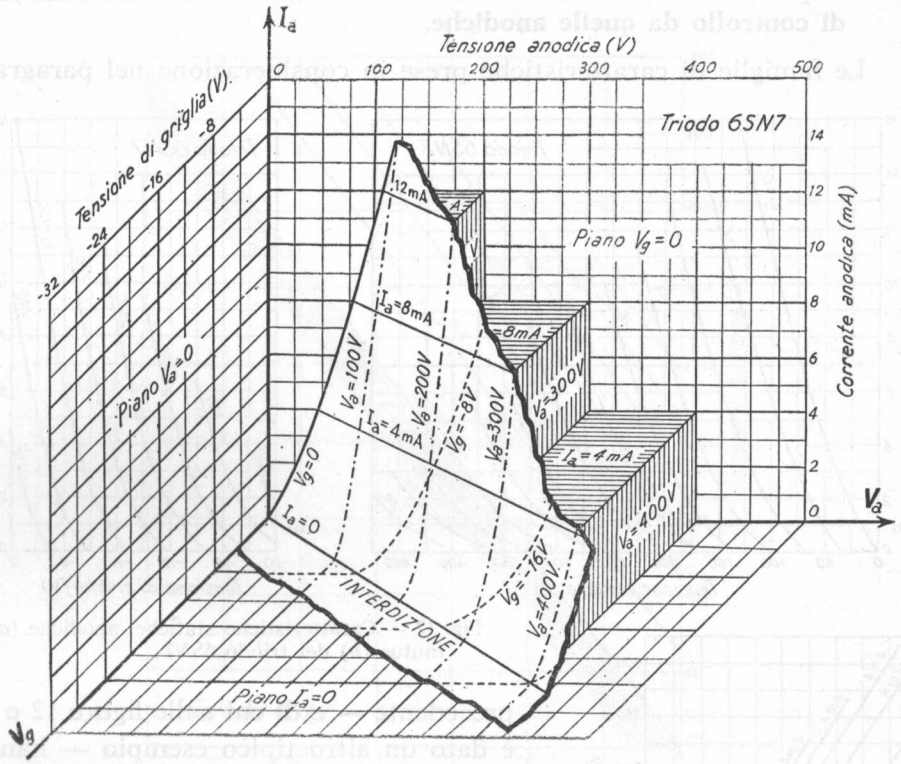


Fig. 14 — Superficie caratteristica del triodo *6SN7* (4).

cioè intersecando la superficie caratteristica con piani paralleli al piano coordinato $V_a=0$, si ottengono delle curve (a tratto e punto) che, proiettate su quel piano, formano la famiglia delle caratteristiche mutue. Le linee a tratto pieno sono le sezioni coi piani paralleli al piano $I_a=0$ e proiettate su di esso formano la famiglia della caratteristica di controllo.

(4) - La superficie caratteristica (rappresentata come un foglio) al crescere della tensione anodica è, ad arte, limitata a valori di corrente via via più piccoli; ciò perchè, per valori di corrente maggiori di quelli considerati, la potenza dissipata sulla placca sarebbe eccessiva per il tubo.

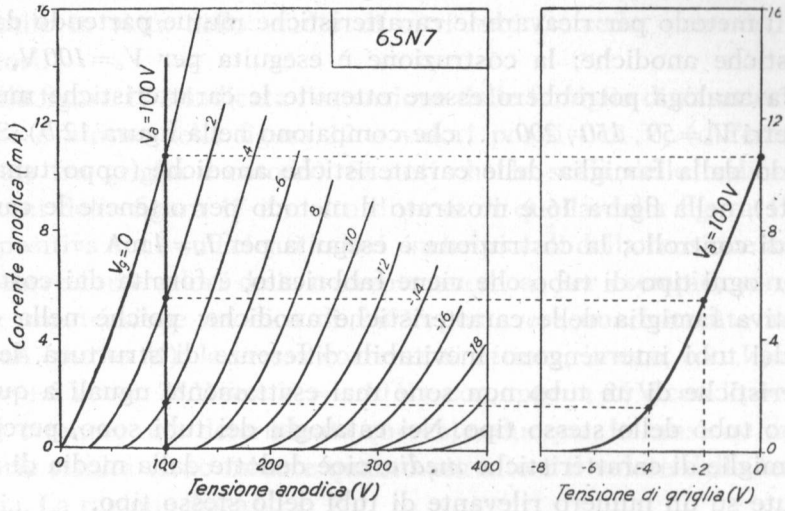


Fig. 15 — Costruzione della caratteristica mutua $V_a = 100$ V.

Le caratteristiche anodiche, mutue e di controllo, essendo la rappresentazione della stessa superficie, sono deducibili l'una dall'altra; di so-

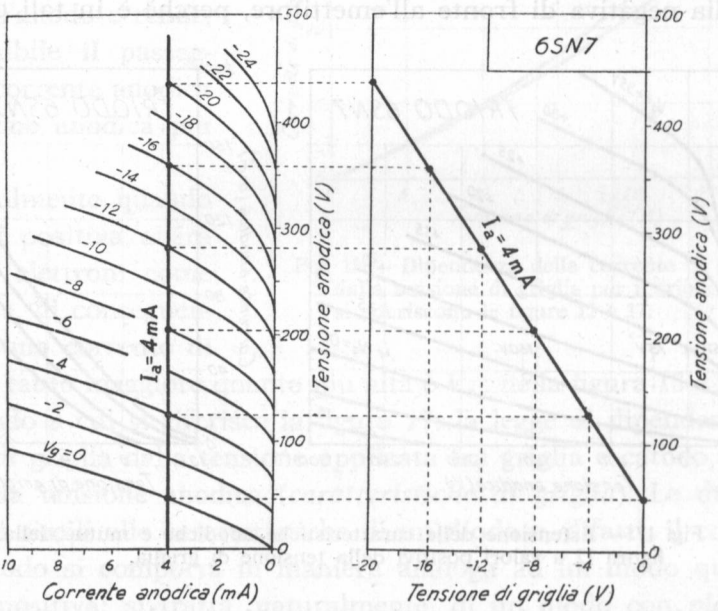


Fig. 16 — Costruzione della caratteristica di controllo $I_a = 4$ mA.

lito viene fornita nei cataloghi la famiglia delle *caratteristiche statiche anodiche* che è più conveniente per le applicazioni. Nella figura 15 è mo-

strato il metodo per ricavare le caratteristiche mutue partendo dalle caratteristiche anodiche; la costruzione è eseguita per $V_a = 100$ V, ma in maniera analoga potrebbero essere ottenute le caratteristiche mutue di parametri $V_a = 50, 150, 200 \ldots$, che compaiono nella figura 12 *b*). Sempre partendo dalla famiglia delle caratteristiche anodiche (opportunamente disposte), nella figura 16 è mostrato il metodo per ottenere le caratteristiche di controllo; la costruzione è eseguita per $I_a = 4$ mA.

Per ogni tipo di tubo che viene fabbricato, è fornita dai costruttori la relativa famiglia delle caratteristiche anodiche; poichè nella costruzione dei tubi intervengono inevitabili differenze di struttura, le curve caratteristiche di un tubo non sono mai esattamente uguali a quelle di un altro tubo dello stesso tipo. Nei cataloghi dei tubi sono, perciò, fornite famiglie di caratteristiche *medie*, cioè dedotte dalla media di misure compiute su un numero rilevante di tubi dello stesso tipo.

4. — Triodo con griglia positiva.

Ci siamo limitati finora a considerare il comportamento del triodo con griglia negativa di fronte all'emettitore, perchè è in tali condizioni

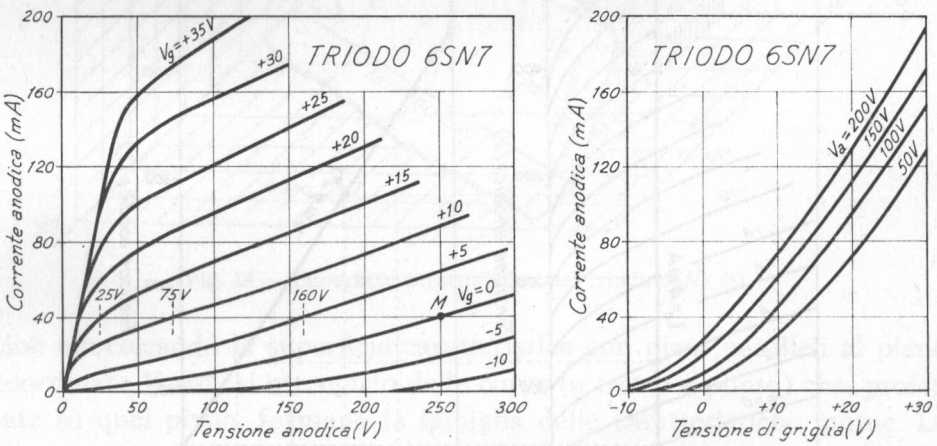


Fig. 17 — Estensione delle caratteristiche anodiche e mutue della figura 12 a valori positivi della tensione di griglia.

che il triodo è normalmente adoperato. Ma in alcune applicazioni la griglia è condotta a divenire positiva e perciò è bene conoscere il comportamento del triodo anche in tali condizioni; tale conoscenza è, poi,

anche utile in vista dello studio di altri tubi (tetrodo, pentodo) e dei transistori.

Nella figura 17 è indicata l'estensione delle famiglie di caratteristiche anodiche e mutue della figura 12 a valori positivi di V_g (differenza di potenziale fra griglia e catodo). Si noti che la scala delle ordinate dei diagrammi della figura 17 è molto diversa di quella della figura 12: con griglia positiva sono sufficienti valori anche piccoli della tensione anodica per ottenere forti valori della corrente anodica. Per esempio, con $V_g = 0$ occorre una tensione anodica di *250* V per avere una corrente anodica $I_a = 40$ mA (punto *M*); la stessa corrente si ottiene, invece, con $V_a = 160$ V se è $V_g = +5$ V, con *75* V se è $V_g = +10$ V e con appena *25* V con $V_g = +15$ V.

Per ottenere una determinata corrente, dunque, la tensione anodica necessaria risulta tanto minore quanto più alto è il valore della tensione di griglia. La ragione fisica di ciò è che il campo prodotto dalla griglia positiva nella regione catodica (n. 1) è concomitante con quello dell'anodo e rende, così, possibile il passaggio della corrente anodica con tensione anodica più bassa.

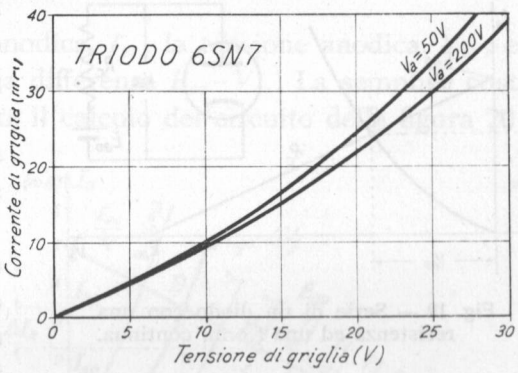


Fig. 18 — Dipendenza della corrente di griglia dalla tensione di griglia per il triodo a cui si riferiscono le figure 12 e 17.

Naturalmente, quando la griglia è positiva, attira anch'essa elettroni come la placca e, di conseguenza, si ha una corrente di griglia I_g, tanto maggiore quanto più alta è V_g; nella figura 18 è indicata, per il triodo a cui si riferisce la figura 17, la legge di dipendenza della corrente di griglia dalla tensione applicata fra griglia e catodo, per due valori della tensione anodica (*caratteristiche di griglia*). Le due curve sono assai simili alle caratteristiche di un diodo e, difatti, il complesso griglia-catodo si comporta in maniera analoga ad un diodo quando la griglia è positiva; si tratta, naturalmente, di un diodo con *placca traforata* (la griglia), attraverso la quale il grosso degli elettroni passa, raggiungendo l'effettivo collettore e dando luogo alla corrente anodica. Le curve della figura 18 manifestano l'esistenza di un'azione del valore

della tensione anodica sul valore della corrente di griglia (5); ma si tratta di un effetto assai limitato, come appare dal piccolo scostamento delle due curve, che pure sono relative a valori molto diversi della tensione anodica (*50* V e *200* V).

5. — **Studio grafico dei circuiti comprendenti il triodo.**

La famiglia delle caratteristiche anodiche, ricavata direttamente per via sperimentale o dedotta dai cataloghi, costituisce la base per lo studio del triodo. Da esso può essere dedotta la maggior parte degli elementi utili per la conoscenza delle proprietà di questo tubo e col suo ausilio possono effettuarsi i calcoli sui circuiti in cui esso è impiegato. Tali calcoli devono essere compiuti con un metodo grafico analogo a quello usato per il diodo (Cap. IV, nn. 9-10); introdurremo il metodo partendo dal caso più semplice, a cui gli altri più complessi possono ricondursi, che è quello della serie di un triodo con una resistenza ed un f.e.m. continua.

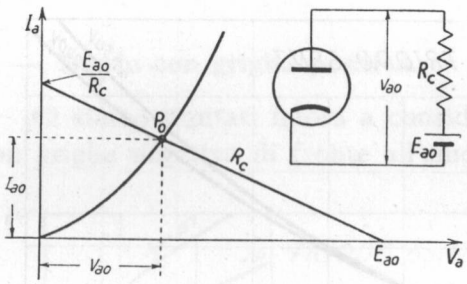


Fig. 19 — Serie di un diodo con una resistenza ed una f.e.m. continua.

Ricapitoliamo brevemente quanto si è già detto sulla serie di un diodo con una resistenza ohmica (Cap. IV, n. 9): sia dato il circuito della figura 19, composto da un diodo, una resistenza R_c ed una f.e.m. E_{ao} in serie. Il punto di funzionamento del circuito si trova tracciando la retta di carico, corrispondente alla resistenza R_c, fino ad incontrare la caratteristica del diodo. Il punto d'incontro è il punto di funzionamento del diodo; esso individua la corrente I_{ao} del circuito e la tensione V_{ao} ai capi del diodo.

Analogamente, sia dato il circuito della figura 20, comprendente un triodo, una resistenza R_c (*resistenza di carico*) ed una f.e.m. continua E_{ao} in serie. Per trovare il *punto di funzionamento* in corrispondenza ad una determinata tensione di griglia, $V_g = E_{go}$, nel piano delle caratteristiche

(5) - Se la tensione anodica è bassa il numero di elettroni prelevati dal collettore è più piccolo che se essa è alta; in corrispondenza la corrente di griglia è più piccola nel primo caso che nel secondo.

anodiche si traccia la *retta di carico* corrispondente alla resistenza R_c, a partire dall'ascissa E_{ao}: il punto d'incontro, P_o, di questa retta con la caratteristica di parametro $V_g = E_{go}$ è il punto di funzionamento. Tale

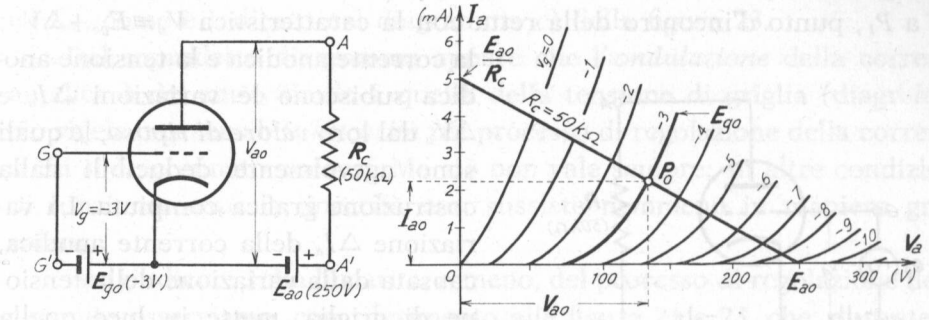


Fig. 20 — Serie di un triodo con una resistenza R_c ed una f. e. m. continua E_{ao} ($R_c = 50$ kΩ, $E_{ao} = 250$ V, $E_{go} = -3$ V).

punto individua: la corrente anodica, I_{ao}, la tensione anodica, V_{ao}, e la tensione ai capi di R_c, pari alla differenza $E_{ao} - V_{ao}$. La semplice costruzione descritta permette, perciò, il calcolo del circuito della figura 20 (6)

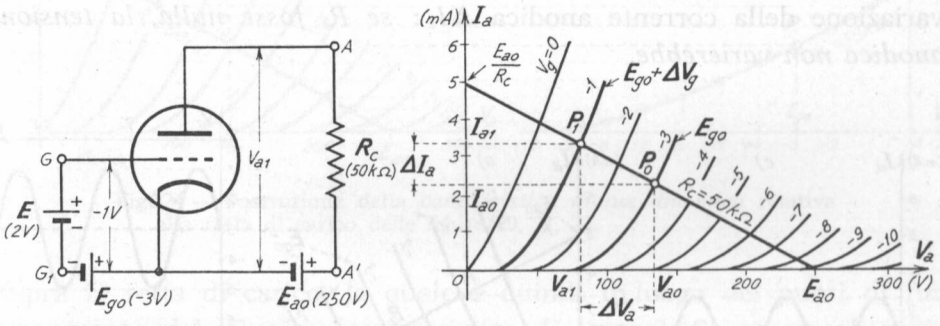


Fig. 21 — Se la tensione di griglia subisce una variazione ΔV_g dal valore E_{go}, il punto di funzionamento diviene P_1, incontro della retta di carico con la caratteristica $V_g = E_{go} + \Delta V_g$ ($E_{go} = -3$ V, $\Delta V_g = 2$ V).

e di qualunque altro circuito più generale che, coi criteri visti nel n. 10 del Cap. IV, può ricondursi ad esso.

Ferme rimanendo le altre condizioni, sia ora prodotta una variazione

(6) - La giustificazione matematica della costruzione indicata è contenuta nel n. 11 (fig. 46).

ΔV_g della tensione di griglia; si passi cioè dalla tensione E_{go} (che diremo *tensione di riposo*) ad una nuova tensione di griglia $V_g = E_{go} + \Delta V_g$, ad esempio introducendo nel circuito di griglia, in serie ad E_{go}, una batteria E (fig. 21). Il punto di funzionamento si sposta sulla retta di carico da P_0 a P_1, punto d'incontro della retta con la caratteristica $V_g = E_{go} + \Delta V_g$; la corrente anodica e la tensione anodica subiscono le variazioni ΔI_a e ΔV_a dal loro *valore di riposo*, le quali sono agevolmente deducibili dalla costruzione grafica compiuta. La variazione ΔI_a della corrente anodica, causata dalla variazione della tensione di griglia, mette in luce quella che è la proprietà fondamentale del triodo, di essere *un regolatore di corrente*, e della griglia di essere *l'elettrodo di regolazione*. La variazione ΔV_a della tensione anodica è un effetto indiretto, in quanto è conseguenza della variazione della caduta di tensione in R_c, dovuta alla variazione della corrente anodica ΔI_a: *se R_c fosse nulla, la tensione anodica non varierebbe.*

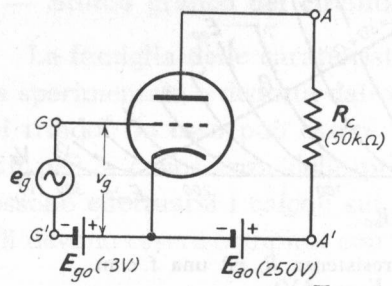


Fig. 22 — Applicazione di un generatore alternativo.

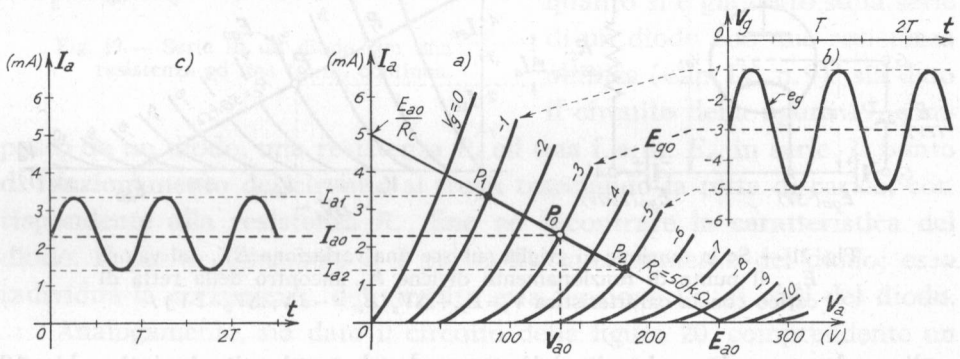


Fig. 23 — Variazione della corrente anodica corrispondente all'applicazione alla griglia di una tensione alternata.

Supponiamo ora che, al posto della batteria E, sia introdotto un generatore alternativo di f. e. m. $e_g = E_g \operatorname{sen} \omega t$ (fig. 22); esso fa variare la tensione di griglia v_g attorno al valore di riposo E_{go} nel modo, ad esempio,

indicato nel diagramma *b*) della figura 23 ($E_{go} = -3\,V, E_g = 2\,V$). In corrispondenza, il punto di funzionamento si sposterà sulla retta di carico attorno al *punto di riposo* P_0 (fig. 23 *a*) oscillando fra i punti P_1, P_2 e la corrente anodica oscillerà attorno al valore di riposo I_{a0}, fra i valori I_{a1} ed I_{a2}, come è indicato nel diagramma *c*) della figura 23.

Dal sopradetto diagramma appare che l'*ondulazione* della corrente anodica è del tutto simile a quella della tensione di griglia (diagr. *b*) e ciò rivela una sensibile *linearità* nel processo di regolazione della corrente a cui si è accennato pocanzi. Ma ciò non vale sempre: in altre condizioni di funzionamento la linearità non sussiste nemmeno in maniera grossolana.

Per giudicare sulla linearità, o meno, del processo di regolazione della corrente osserviamo, con riferimento alle figure 21 e 23, che, durante la variazione della tensione di griglia, il punto di funzionamento si muove

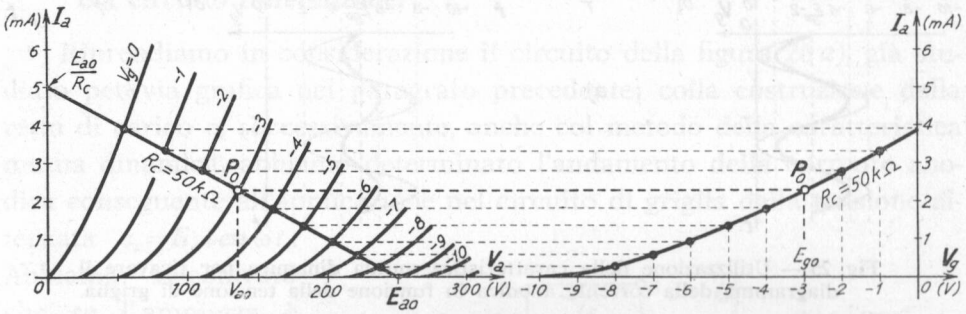


Fig. 24 — Costruzione della *caratteristica mutua dinamica* relativa alla retta di carico delle figure 20, 21, 23.

sopra la retta di carico, la quale è quindi il luogo dei punti di funzionamento del circuito (*caratteristica di lavoro*). Se ad uguali variazioni della tensione di griglia corrispondono segmenti uguali, *il funzionamento è lineare*; se i segmenti sono diversi il funzionamento è *non* lineare.

Un esame più accurato ed una visione più immediata della linearità di funzionamento si può avere mediante una curva detta *caratteristica mutua dinamica* del circuito; essa è ottenuta dalla retta di carico, col metodo indicato nella figura 24, riportando in ascisse i valori della tensione di griglia ed in ordinate i corrispondenti valori della corrente anodica, relativi ai punti di intersezione delle caratteristiche anodiche

con la retta di carico stessa ([7]). La caratteristica mutua dinamica è una diversa rappresentazione della retta di carico, che mostra, però, esplicitamente il modo di variare della corrente anodica in funzione della tensione di griglia: la sua linearità *assicura la linearità di funzionamento del circuito.*

La caratteristica mutua dinamica permette di ricavare graficamente l'andamento della corrente anodica quando è nota la legge di variazione della tensione di griglia; nella figura 25 *a*) la costruzione è eseguita, nella

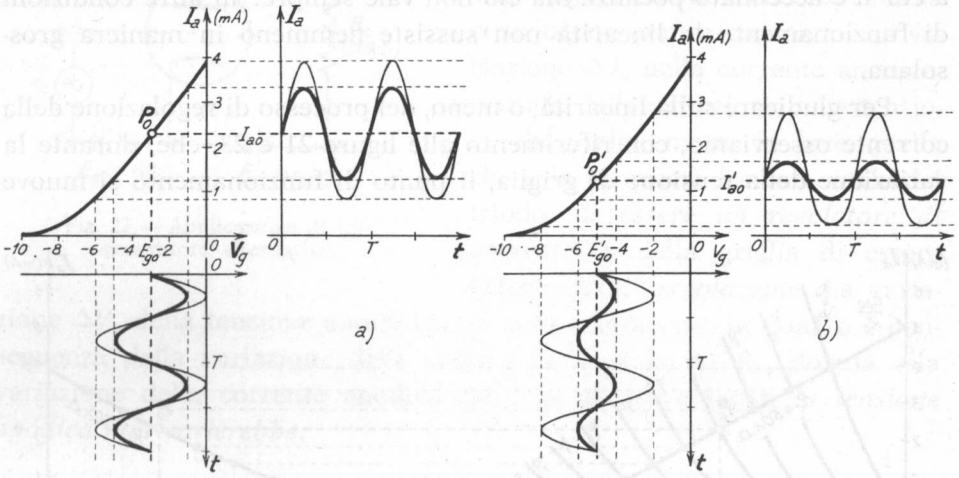


Fig. 25 — Utilizzazione della caratteristica mutua dinamica per ricavare il diagramma della corrente anodica in funzione della tensione di griglia.

stessa situazione della figura 23 ([8]), con una *tensione d'ingresso* $e_g = 2 \operatorname{sen} \omega t$ (sinusoide a tratto grosso) ed anche con una tensione d'ingresso $e_g = 3 \operatorname{sen} \omega t$ (sinusoide a tratto sottile); per quest'ultima si manifesta (sia pure in maniera non molto evidente) l'effetto della non linearità della caratteristica sull'andamento della corrente anodica, il quale appare deformato rispetto a quello della tensione di griglia (specialmente nelle cime inferiori dell'oscillazione). Nella figura 25 *b*) la costruzione è ripetuta

([7]) - La caratteristica mutua dinamica differisce dalle caratteristiche statiche mutue (n. 2) solo in quanto queste ultime sono ricavate in corrispondenza ad $R_c = 0$; in tal caso la retta di carico è parallela all'asse delle ordinate (n. 3, fig. 15). Una precisazione matematica sulla caratteristica mutua dinamica è contenuta nel n. 12.

([8]) - Si noti che il diagramma inferiore della figura 25 *a*) non è che il diagramma *b*) della figura 23 con l'asse dei tempi verticale e rivoltato verso il basso.

in un altro punto di funzionamento P_0' e con due diversi valori dell'ampiezza del segnale d'ingresso e_g; anche qui nel caso del segnale più piccolo si ha sensibile linearità di funzionamento, mentre per il segnale più ampio è evidente la deformazione dell'andamento della corrente anodica, prodotta dalla curvatura della caratteristica.

In punti di funzionamento diversi (diversi valori delle tensioni di alimentazione ed anche di R_c) il comportamento risulterà naturalmente diverso; ma quel che preme osservare è che, in ogni caso, *se l'ampiezza della tensione d'ingresso è sufficientemente piccola*, l'andamento della corrente anodica ripete fedelmente quello della tensione di griglia e ciò rivela che *il comportamento del circuito è lineare*. Vedremo nel seguito del nostro studio l'importanza di questa constatazione.

6. — Funzionamento lineare del triodo - Introduzione al metodo di studio col circuito differenziale.

Riprendiamo in considerazione il circuito della figura 26 *a*), già studiato per via grafica nel paragrafo precedente; colla costruzione della retta di carico e, successivamente, anche col metodo della caratteristica mutua dinamica, abbiamo determinato l'andamento della corrente anodica conseguente all'applicazione nel circuito di griglia della tensione alternata $e_g = E_g \operatorname{sen} \omega t$. Abbiamo riscontrato che se l'ampiezza è sufficientemente piccola, l'andamento della corrente anodica ripete fedelmente l'andamento della tensione di griglia, *il che testimonia il comportamento lineare del circuito.*

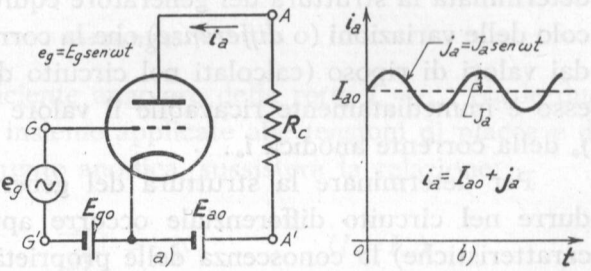


Fig. 26 — Se $e_g = E_g \operatorname{sen} \omega t$ ha ampiezza sufficientemente piccola, il comportamento del circuito è lineare e la corrente anodica ha l'espressione $i_a = I_{ao} + J_a \operatorname{sen} \omega t$.

Riesaminando nella figura 26 *b*) il diagramma della corrente anodica in tali condizioni, si vede che questa può considerarsi la somma di una corrente continua I_{ao} (che è la corrente stessa che si ha in assenza di e_g) e di una corrente

alternata $j_a = J_a \operatorname{sen} \omega t$, derivante manifestamente dalla presenza nel circuito di griglia del segnale e_g. Tenendo, allora, presente che il circuito si suppone lineare (9), la corrente i_a che fluisce in R_c può considerarsi come la sovrapposizione di due correnti distinte: *a*) la corrente I_{ao} (*componente continua*), che si ha in assenza di e_g (fig. 27 *a*); *b*) la corrente j_a (*componente alternata*), che può pensarsi prodotta da un generatore alternativo equivalente, G_{eq}, collegato direttamente ai morsetti della resistenza R_c (fig. 27 *b*). Deriva da ciò che il calcolo del circuito della figura 26 *a*) può ricondursi al calcolo separato dei due circuiti della figura 27.

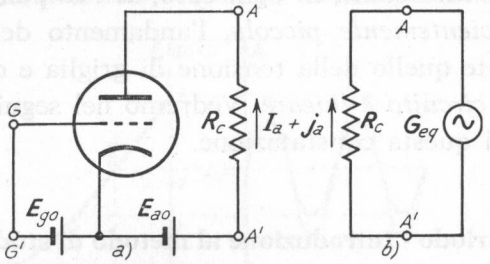


Fig. 27 — La corrente i_a che fluisce nella resistenza R_c può pensarsi la sovrapposizione della corrente di riposo e della corrente prodotta da un generatore alternativo equivalente.

Il circuito *a*) della figura 27 è il *circuito di riposo*: mediante la costruzione della retta di carico è agevolmente determinabile il punto di funzionamento a riposo e quindi i valori di riposo, I_{ao} e V_{ao}, della corrente e della tensione anodica.

Il circuito *b*) della figura 27 è il *circuito differenziale*: una volta determinata la struttura del generatore equivalente, esso consente il calcolo delle variazioni (o *differenze*) che la corrente e la tensione subiscono dai valori di riposo (calcolati nel circuito di riposo); in particolare da esso è immediatamente ricavabile il valore della *componente alternata* j_a della corrente anodica i_a.

Per determinare la struttura del generatore equivalente da introdurre nel circuito differenziale occorre approfondire (valendosi delle caratteristiche) la conoscenza delle proprietà del triodo, sopratutto per ciò che riguarda l'efficacia di regolazione della corrente anodica da parte delle tensioni di placca e di griglia; svolgeremo tale studio nei due paragrafi seguenti, dopo di che (n. 9) ricaveremo lo schema del generatore equivalente.

---

(9) - E pertanto valgono il *principio di sovrapposizione* (Cap. II, n. 1) ed i teoremi di Thevenin e di Norton (Cap. II, n. 12).

7. — Coefficiente di amplificazione.

Si è più volte riscontrato che la griglia ha un effetto maggiore della placca nel regolare la corrente anodica: quale sia la maggiore efficacia della griglia di fronte alla placca può essere dedotto dalle caratteristiche del tubo, ma più specialmente dalle caratteristiche di controllo (figg. 11, 13).

Supponiamo che ad un triodo sia applicata una tensione anodica V_{ao} ed una tensione di griglia V_{go} e che la corrente abbia corrispondentemente il valore I_{ao}. La caratteristica di controllo relativa a tale corrente sia la retta indicata nella figura 28 e il punto di funzionamento considerato sia M. Supponiamo di dare alla tensione di griglia una variazione ΔV_g e, contemporaneamente, alla tensione di placca una variazione di segno opposto ΔV_a, così che la corrente non vari dal valore I_{ao}: il nuovo punto di funzionamento sia N. Detto:

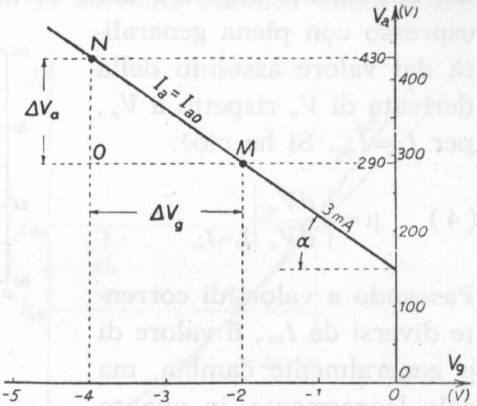


Fig. 28 — Per definire il coefficiente di amplificazione $\mu = tang\,\alpha$.

$$(1) \qquad \mu = tang\,\alpha \ ,$$

il valore assoluto del coefficiente angolare della retta $I_a = I_{ao}$, fra le due variazioni ΔV_a e ΔV_g, che insieme applicate alle tensioni di placca e di griglia non alterano la corrente anodica, sussisterà la relazione:

$$(2) \qquad \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = -\mu \qquad (I_a = I_{ao}) .$$

Nel caso della figura 28 risulta:

$$(3) \qquad \mu = \frac{NO}{MO} = \frac{140\,V}{2\,V} = 70 \ ;$$

ciò significa che, per controbilanciare l'effetto sulla corrente anodica di una variazione ΔV_g della tensione di griglia, occorre una variazione ΔV_a della tensione di placca di segno opposto e di valore 70 volte maggiore.

Deriva da ciò che la griglia, nelle condizioni di figura 28, è 70 volte più efficace della placca nel controllare la corrente anodica.

Al numero positivo μ, che esprime la relativa efficacia della griglia e della placca nel controllare il valore della corrente anodica, si dà il nome di *coefficiente di amplificazione.* Essendo μ il valore assoluto del coefficiente angolare della caratteristica di controllo $I_a = I_{ao}$, esso è espresso con piena generalità dal valore assoluto della derivata di V_a rispetto a V_g, per $I_a = I_{ao}$. Si ha cioè:

$$(4) \qquad \mu = \left| \frac{dV_a}{dV_g} \right|_{I_a = I_{ao}} ;$$

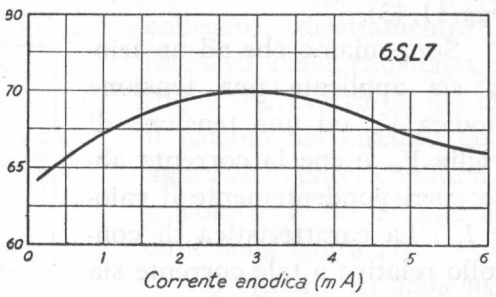


Fig. 29 — Il coefficiente di amplificazione di un triodo varia solo leggermente al variare di I_a.

Passando a valori di corrente diversi da I_{ao}, il valore di μ generalmente cambia, ma solo leggermente, in quanto le varie caratteristiche di controllo del tubo (fig. 11, 13) sono sensibilmente parallele: nel caso del triodo scelto come esempio, il modo di variare di μ in funzione di I_a è mostrato nella figura 29.

La sensibile costanza del coefficiente di amplificazione deriva dal fatto che la relativa efficacia della placca e della griglia nel regolare la corrente anodica è essenzialmente legata alle distanze rispettive della placca e della griglia dal catodo e sopratutto alla struttura della griglia. Il coefficiente di amplificazione è quindi un elemento che dipende principalmente dalla struttura del tubo ([10]) e solo in piccola misura dalle condizioni di funzionamento. Nei cataloghi dei tubi viene normalmente fornito, per ciascun tubo, il valore massimo del coefficiente di amplificazione, da cui nelle condizioni normali d'impiego esso non si discosta mai per più del $10 \div 15\%$. Nei triodi usuali *il coefficiente di amplificazione ha valori compresi fra una decina ed un centinaio.*

8. — Conduttanza anodica e conduttanza mutua.

Si è definito e si è imparato a determinare il coefficiente μ che

([10]) - Una precisazione su questo argomento è contenuta nel n. 12.

esprime la relativa efficacia della griglia e della placca nel controllare la corrente anodica; interessa ora esprimere in quale misura si effettui il controllo della corrente anodica rispettivamente da parte della placca e da parte della griglia.

Consideriamo un triodo a cui sia applicata una tensione anodica V_{ao}, una tensione di griglia V_{go} ed in cui la corrente anodica abbia corrispondentemente il valore I_{ao}. *Mantenendo costante la tensione di griglia,* supponiamo che la tensione anodica subisca delle variazioni attorno al valore V_{ao}. Il punto di funzionamento *si muoverà allora sulla caratteristica anodica corrispondente a* $V_g = V_{go}$ (fig. 30), attorno al punto di riposo P_o. Se le variazioni di V_a sono sufficientemente piccole, si potrà, come nel caso del diodo (Cap. IV, n. 11), supporre che il punto si muova sulla retta tangente t alla curva nel punto P_o. Se ΔV_a è allora una variazione di V_a sufficientemente piccola e ΔI_a è la variazione risultante della corrente anodica, sussisterà la relazione:

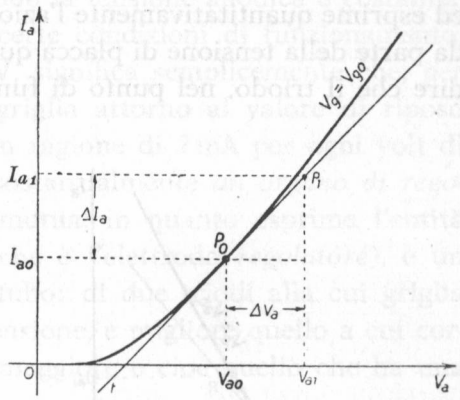


Fig. 30 — Per definire la conduttanza anodica in un punto di funzionamento P_o.

$$(1) \qquad \frac{\Delta I_a}{\Delta V_a} = g_a \qquad (V_g = V_{go}),$$

dove g_a è il coefficiente angolare della tangente alla caratteristica anodica nel punto P_o. Come nel caso del diodo, il coefficiente g_a [11] è denominato *conduttanza differenziale anodica* ed ha lo stesso significato visto per il diodo. La relazione (1) vale per tutte le variazioni della tensione anodica intorno al valore di riposo, purchè sufficientemente piccole, ed *esprime per esse l'equivalenza del triodo con un conduttore ohmico di conduttanza* g_a; l'inverso di g_a:

$$(2) \qquad r_a = \frac{1}{g_a} = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \qquad (V_g = V_{go}),$$

---

[11] - Il coefficiente g_a è anche spesso indicato con la lettera maiuscola, G_a.

si chiama, come nel diodo, *resistenza anodica differenziale* e rappresenta la resistenza del suddetto conduttore ohmico ([12]).

La conduttanza anodica stabilisce il modo di variare di I_a in funzione di V_a all'intorno del punto di funzionamento prescelto:

$$(3) \qquad \Delta I_a = g_a \Delta V_a \qquad (V_g = V_{g0}),$$

ed esprime quantitativamente l'azione di controllo della corrente anodica da parte della tensione di placca quando la tensione di griglia è costante: dire che il triodo, nel punto di funzionamento considerato, ha una conduttanza anodica differenziale, ad esempio di *0,1* mA/V, significa che, per piccole variazioni della tensione anodica attorno al valore fissato, la corrente anodica varia in ragione di *0,1* mA per ogni volt di variazione della tensione anodica.

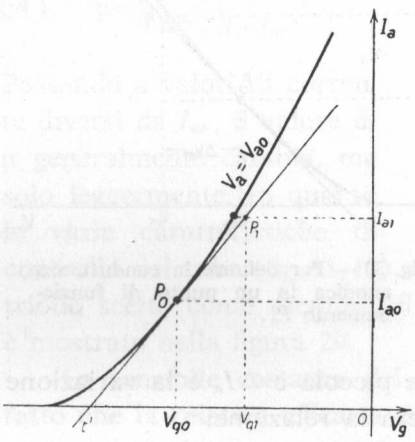


Fig. 31 — Per definire la conduttanza mutua in un punto di funzionamento P_0.

Supponiamo ora di *mantenere costante la tensione anodica* (V_{a0}) e di fare invece variare V_g nell'intorno del valore V_{g0}. Il punto di funzionamento *si muoverà allora sulla caratteristica mutua relativa a* $V_a = V_{a0}$. Se le variazioni sono sufficientemente piccole, si potrà come in precedenza, supporre che il punto si muova sulla retta tangente t' alla curva nel punto di riposo P_0 (fig. 31). Detto g_m il coefficiente angolare della tangente t', se ΔV_g è la variazione sufficientemente piccola di V_g e ΔI_a è la variazione corrispondente della corrente anodica, sussisterà la relazione:

$$(4) \qquad \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = g_m \qquad (V_a = V_{a0}).$$

Il coefficiente g_m ha ancora le dimensioni di una conduttanza (A/V)

([12]) - La resistenza anodica differenziale si indica anche con la lettera maiuscola, R_a.

ed è denominato *conduttanza mutua differenziale* del triodo ([13]). Il coefficiente g_m stabilisce il modo di variare di I_a in funzione di V_g nell'intorno del punto di funzionamento prescelto:

$$(5) \qquad \Delta I_a = g_m \Delta V_g \qquad (V_a = V_{a0}),$$

ed esprime quantitativamente l'azione di controllo della corrente anodica da parte della tensione di griglia quando la tensione anodica è costante: dire, ad esempio, che un triodo, in certe condizioni di funzionamento, ha una conduttanza mutua di 2 mA/V, significa semplicemente che, per piccole variazioni della tensione di griglia attorno al valore di riposo prescelto, la corrente anodica varia in ragione di 2 mA per ogni volt di variazione di V_g. Poichè il triodo è sostanzialmente *un organo di regolazione di corrente*, la conduttanza mutua, in quanto esprime l'entità dell'azione regolatrice della griglia (che è l'elettrodo *regolatore*), è un elemento indicatore della bontà del tubo: di due triodi alla cui griglia sia prodotta la stessa variazione di tensione, è migliore quello a cui corrisponde una variazione di corrente maggiore e cioè quello che ha una g_m più elevata.

Poichè le efficacie di controllo della corrente anodica da parte della tensione di griglia e della tensione anodica stanno nel rapporto μ, fra la conduttanza mutua e la conduttanza anodica (nel medesimo punto di funzionamento) sussiste la relazione ([14]):

$$(6) \qquad \frac{g_m}{g_a} = \mu \ ;$$

è, questa, una relazione fondamentale che lega i tre *parametri differenziali* di un triodo: conduttanza mutua g_m, conduttanza anodica g_a e coef-

---

([13]) - In alcuni testi la conduttanza mutua è chiamata *transconduttanza* ed è indicata con S_a; qualche volta essa è misurata in *mho* (inverso della parola ohm) equivalente ad un A/V ossia ad un siemens.

([14]) - Con riferimento all'interpretazione geometrica data alle curve caratteristiche (n. 3), si comprende come g_a e g_m, coefficienti angolari delle tangenti alla caratteristica anodica ed alla caratteristica mutua, non siano altro che le derivate parziali di I_a rispetto a V_a ed a V_g nel punto considerato:

$$g_a = \frac{\partial I_a}{\partial V_a} \quad , \quad g_m = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \ ;$$

vedremo allora nel n. 12 come la relazione (6) non sia che una conseguenza matematica di tali premesse.

ficiente di amplificazione μ. Ponendo nella (6) $r_a = 1/g_a$, si ottiene la relazione:

$$r_a g_m = \mu \quad , \tag{7}$$

che risulta spesso utile nello studio dei circuiti contenenti triodi.

Il valore dei *parametri differenziali* $r_a = 1/g_a$ e g_m varia, in generale, al variare del punto di riposo prescelto, rimanendo praticamente costante là dove le caratteristiche (anodiche o mutue) sono sensibilmente rettilinee ed equidistanti ([15]). È in corrispondenza a tali zone che normal-

TAV. 2 — Dati numerici su alcuni tipi di triodi.

Tubo →	*6SL7*		*6SN7*	*12AX7*		*12AT7*		*12AU7*		
Tensione accensione filam.	6,3		6,3	12,6/6,3		12,6/6,3		12,6/6,3		V
Corrente di accensione	0,3		0,6	0,15/0,3		0,15/0,3		0,15/0,3		A
Tensione anodica (V_{ao})	100	250	250	100	250	100	250	100	250	V
Tensione di griglia (V_{go})	−1	−2	−8	−1	−2	−1	−2	−1	−8,5	V
Corrente anodica (I_{ao})	0,5	2,3	9	0,5	1,2	3,7	10	9	10,5	mA
μ	70	70	20	100	100	60	60	19,5	19,5	
r_a	70	44	7,7	80	62,5	15	10,9	6,3	7,7	kΩ
g_m	1	1,16	2,6	1,25	1,6	4	5,5	3	2,2	mA/V

mente viene fornito, nei cataloghi dei tubi il valore dei parametri differenziali. La conduttanza mutua differenziale nei tubi moderni ha valori dell'ordine di qualche mA/V (tipicamente $1 \div 5$ mA/V nei piccoli tubi); la resistenza anodica differenziale ha valori compresi fra alcune migliaia ed un centinaio di migliaia di ohm. Nella Tavola 2 sono riportati i valori dei parametri differenziali μ, r_a, g_m di vari triodi tipici ([16]) corri-

([15]) - Ciò corrisponde, sulla superficie caratteristica, alle regioni sensibilmente piane.

([16]) - I triodi, come la maggior parte dei tubi elettronici, si costruiscono in una serie innumerevole di tipi; si può, però, fare una prima divisione fra due classi di tubi: i *triodi riceventi*, ben noti per la loro applicazione agli apparecchi radio e televisivi, ed i *triodi trasmittenti*. I dati della Tavola 2 si riferiscono ai primi, che hanno diffusione ed impiego assai più comune che non i secondi; questi saranno presi in considerazione nel Vol. II, in relazione al loro impiego. I tubi indicati nella tabella sono *doppi triodi*: entro un medesimo bulbo sono montati due triodi separati e distinti, consentendo così una notevole economia di spazio e di costo. Le sigle si riferiscono a tubi di *tipo americano*; vi sono altri tubi di *tipo europeo* (ma entrambi sono costruiti anche in Italia) con sigla, costituzione ed aspetto diversi. Spesso fra i due tipi vi è una perfetta corrispondenza: così ai tre tubi *12AX7*, *12AT7*, *12AU7*, considerati nella tabella, corrispondono i tipi europei *ECC83*, *ECC81*, *ECC82* del tubo equivalenti.

spondentemente ad alcuni punti di funzionamento, caratterizzati dai valori di V_{ao}, V_{go}, I_{ao}; per ogni tubo è anche indicata la tensione di accensione del filamento e la relativa corrente ([17]).

Per qualsiasi triodo ed in qualunque punto di funzionamento, i parametri possono essere misurati sperimentalmente ([18]) o determinati per via grafica partendo dalle caratteristiche: ne abbiamo già accennati i metodi in questo paragrafo e nel precedente. Nell'esempio che segue mostreremo come essi possono essere ricavati dalle *caratteristiche anodiche*, le quali sono più comunemente disponibili che non gli altri tipi.

Dato un triodo di cui siano note le caratteristiche anodiche (figg. 32-33) si vogliono ricavare i parametri differenziali μ, $r_a = 1/g_a$ e g_m relativamente ad un particolare punto di funzionamento P, caratterizzato dai valori $V_{ao} = 200$ V, $V_{go} = -1$ V, $I_{ao} = 2{,}7$ mA. Per ricavare il coefficiente di amplificazione μ si procede nel modo seguente (fig. 32): tracciata per P una retta parallela all'asse delle ascisse ($I_a = I_{ao} = 2{,}7$ mA), si misura la lunghezza del segmento $\overline{MN}$ tagliato su detta retta dalle due caratteristiche di parametri $V_g = -2$ V, $V_g = 0$ e la si rapporta alla scala delle tensioni anodiche, così da ottenere il valore dello scarto ΔV_a fra le tensioni anodiche corrispondenti ai punti M ed N, $\Delta V_a \cong 130$ V. Osservando allora che passando dal punto M al punto N le tensioni di placca e di griglia subiscono le variazioni $\Delta V_a \cong 130$ V, $\Delta V_g = -2$ V mentre la corrente anodica non varia ($I_a = I_{ao} = 2{,}7$ mA), si deduce che nell'intorno del punto P il coefficiente di amplificazione ha approssimativamente il valore:

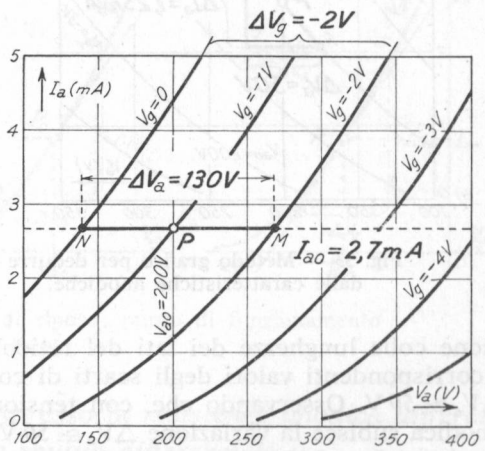


Fig. 32 — Metodo grafico per dedurre il coefficiente di amplificazione dalle caratteristiche anodiche.

$$\mu = -\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \cong \frac{130}{2} \cong 65 \ .$$

([17]) - In alcuni tubi (come gli ultimi tre) il filamento è diviso in due tratti che possono essere collegati in serie alla sorgente di alimentazione od in parallelo nel primo caso si ha tensione di accensione (*12,6* V) doppia che nel secondo (*6,3* V) e corrente metà (*0,15* A/*0,3* A).

([18]) - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. IX, nn. 4-6 (Ed. C. Cursi, Pisa).

L'approssimazione è piuttosto modesta dato che le variazioni di V_g e V_a sono tutt'altro che piccole.

La determinazione di r_a e g_a si effettua con la costruzione indicata nella figura 33 *a*): scelto sulla caratteristica $V_g = V_{go} = -1$ V un intorno QR del punto di funzionamento P (sufficientemente piccolo onde la curva possa considerarsi pressochè rettilinea, ma abbastanza grande per potere eseguire misure attendibili), si misurano le lunghezze dei segmenti $\overline{QS}$ ed $\overline{SR}$; mediante propor-

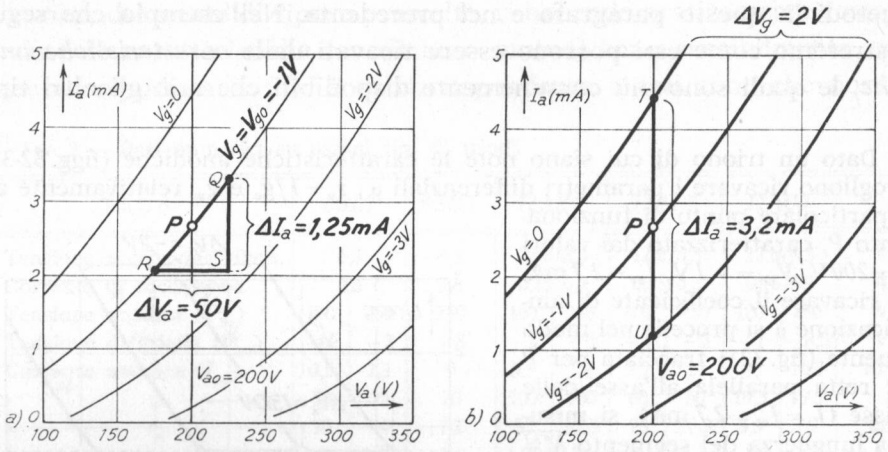


Fig. 33 — Metodo grafico per dedurre i parametri differenziali r_a, g_a, g_m dalle caratteristiche anodiche.

zione colle lunghezze dei lati del reticolato delle coordinate si determinano i corrispondenti valori degli scarti di corrente e di tensione, $\Delta I_a \cong 1{,}25$ mA, $\Delta V_a \cong 50$ V. Osservando che, con tensione di griglia costante, se la tensione anodica subisce la variazione $\Delta V_a \cong 50$ V, la variazione della corrente anodica risulta $\Delta I_a \cong 1{,}25 \cdot 10^{-3}$ A, dalle formule (1) e (2) deriva:

$$g_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_a} \cong \frac{1{,}25 \cdot 10^{-3}}{50} \cong 25 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} \quad , \quad r_a = \frac{1}{g_a} \cong 40 \cdot 10^3 \, \Omega \ .$$

La determinazione della conduttanza mutua g_m (fig. 33 *b*) si effettua misurando, sull'ordinata passante per P (corrispondente a $V_a = V_{ao} = 200$ V) la lunghezza del segmento $\overline{TU}$ tagliato dalle caratteristiche $V_g = 0$ e $V_g = -2$ V e rapportando detta lunghezza alla scala delle ordinate, così da ottenere il corrispondente scarto della corrente anodica, $\Delta I_a \cong 3{,}2$ mA. Se si osserva che, passando dal punto T al punto U, la tensione di griglia subisce una variazione $\Delta V_g = 2$ V e ad essa corrisponde una variazione di corrente anodica $\Delta I_a \cong 3{,}2$ mA mentre la tensione anodica non varia ($V_a = V_{ao} = 200$ V), si deduce che nell'intorno del punto P la conduttanza mutua ha approssimativamente il valore:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \cong \frac{3{,}2 \cdot 10^{-3}}{2} \cong 1{,}6 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \ .$$

Come nella determinazione di μ, l'approssimazione nella misura di g_m risulta piuttosto modesta data l'impossibilità di assegnare piccoli valori alla variazione della tensione di griglia.

9. — Il generatore differenziale equivalente del triodo.

Le considerazioni svolte nei due paragrafi precedenti consentono di estendere al triodo il metodo del circuito differenziale studiato per il diodo (Cap. IV, nn. 11-12).

Consideriamo un triodo alimentato con tensioni costanti (fig. 34 *a*): determiniamo sulle caratteristiche anodiche e mutue il suo punto di

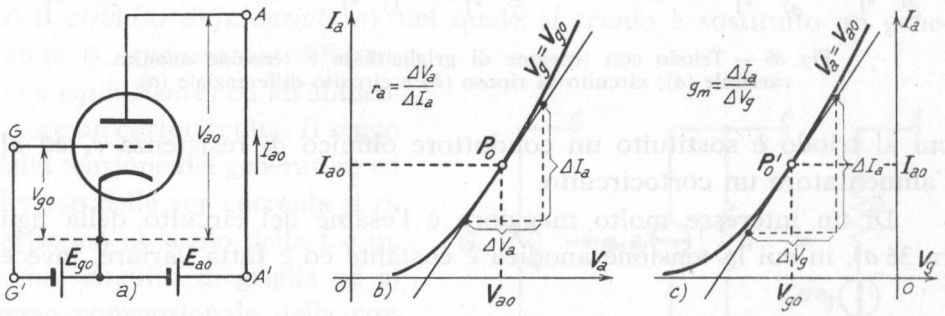


Fig. 34 — Triodo in condizioni di riposo: punto di funzionamento e parametri differenziali r_a e g_m.

funzionamento P_o (V_{ao}, I_{ao}, V_{go}) ed in esso la *resistenza anodica differenziale* r_a (fig. 34 *b*) e la *conduttanza mutua differenziale* g_m.

Introduciamo ora nel circuito anodico un generatore alternativo di f. e. m. e_a, il quale faccia variare la tensione anodica attorno al valore di riposo V_{ao} (fig. 35 *a*). Se l'ampiezza di e_a è così piccola che il punto di funzionamento si muova in un intorno molto limitato del punto di riposo (fig. 34 *b*), la variazione della corrente anodica che ne risulta è proporzionale alla tensione e_a stessa. Detta j_a tale variazione, essa ha il valore (n. 8, form. 3):

$$(1) \qquad j_a = g_a\, e_a = \frac{e_a}{r_a} \,,$$

per cui la corrente anodica viene ad avere il valore:

$$(2) \qquad i_a = I_{ao} + j_a = I_{ao} + \frac{e_a}{r_a} \,;$$

essa è la somma della corrente I_{ao} che si ha nel circuito *b*) della figura 35 (*circuito di riposo*) e di una corrente $j_a = e_a / r_a$ che è quella medesima che si ha nel circuito *c*) della stessa figura (*circuito differenziale*), in

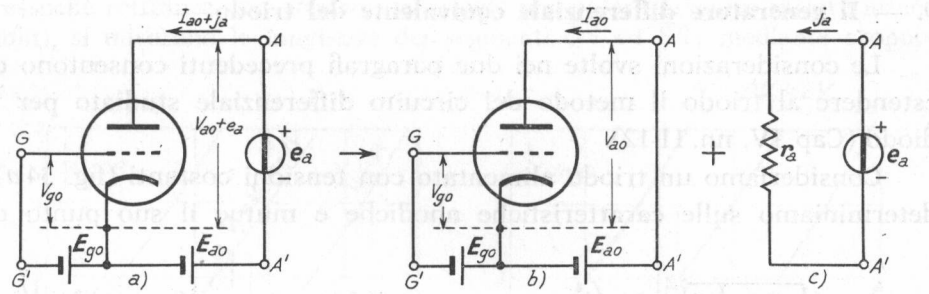


Fig. 35 — Triodo con tensione di griglia fissa e tensione anodica variabile (*a*); circuito di riposo (*b*) e circuito differenziale (*c*).

cui al triodo è sostituito un conduttore ohmico di resistenza r_a ed all'alimentatore un cortocircuito.

Di un interesse molto maggiore è l'esame del circuito della figura 36 *a*), in cui la tensione anodica è costante ed è fatta variare, invece,

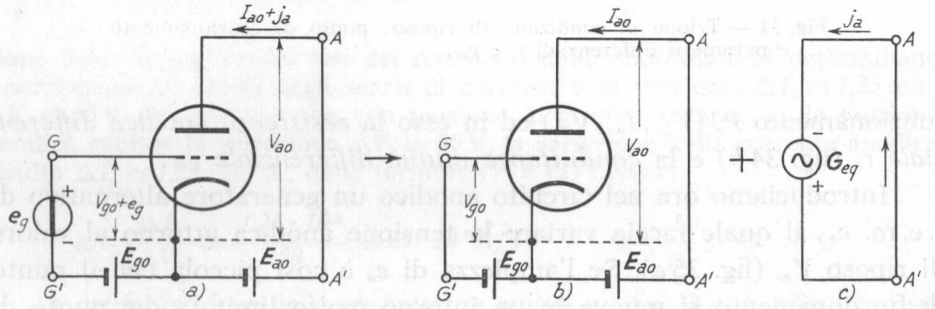


Fig. 36 — Triodo con tensione di placca fissa e tensione di griglia variabile (*a*); circuito di riposo (*b*) e circuito differenziale.

la tensione di griglia mediante un generatore alternativo di f. e. m. e_g. Se l'ampiezza di e_g è così piccola che il punto di funzionamento si muova in un intorno molto limitato del punto di riposo (fig. 34 *c*), la variazione della corrente anodica che ne risulta è proporzionale ad e_g stessa. Detta j_a tale variazione, essa ha il valore (n. 8, form. 5):

(3) $$j_a = g_m e_g \ ,$$

per cui la corrente anodica viene ad avere il valore:

$$(4) \qquad i_a = I_{ao} + j_a = I_{ao} + g_m e_g \ .$$

Osserviamo ora la situazione che si ha nel circuito (fig. 36 *a*) in queste condizioni: nel circuito anodico non è presente alcuna f. e. m. variabile che possa produrre una variazione di corrente (come si aveva, invece, nel circuito della figura 35 *a*); ma, ciononostante, vi è una modificazione della corrente continua anodica, come se alla corrente di riposo I_{ao} si sovrapponesse una corrente j_a prodotta da un generatore fittizio interno al triodo. Ciò conduce a considerare il circuito della figura 36 *a*) come la sovrapposizione di due circuiti: il solito *circuito di riposo b*) ed il *circuito differenziale c*), nel quale al triodo è sostituito un generatore G_{eq} (*generatore differenziale equivalente*) ed all'alimentatore un cortocircuito. Il segno della tensione del generatore ed il verso della sua corrente si riferiscono al segno della f. e. m. e_g nel circuito di griglia ed al verso convenzionale della corrente nel circuito anodico.

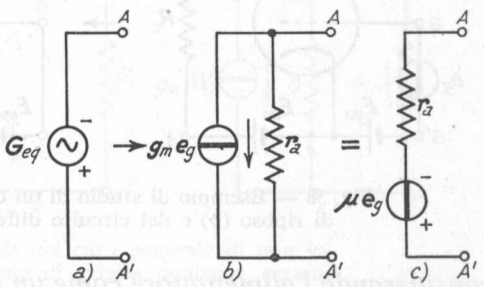


Fig. 37 — Schema parallelo e schema serie del generatore differenziale equivalente del triodo.

Per individuare la struttura del generatore equivalente osserviamo, nello schema *b*) della figura 36, che esso è in cortocircuito ed ha la corrente $j_a = g_m e_g$. Ne deduciamo che il generatore deve avere una corrente di cortocircuito pari a $g_m e_g$; d'altra parte si è riscontrato in precedenza (fig. 35) che se la tensione di griglia non varia dal valore V_{go} (e quindi è $e_g = 0$), il triodo si comporta di fronte a variazioni della tensione e della corrente anodica come una resistenza r_a. Pertanto il generatore G_{eq} — *che ha una corrente di cortocircuito* $g_m e_g$ *e che si comporta come una resistenza* r_a *quando è* $e_g = 0$ — avrà come schema interno quello indicato nella figura 37 *b*) (Teorema di Norton). A tale schema di tipo *parallelo*, si può far corrispondere immediatamente (Cap. II, nn. 10-11) lo *schema serie* della figura 37 *c*): esso ha la stessa resistenza interna r_a e f. e. m. pari alla tensione che si ha, a vuoto, ai morsetti dello schema *b*). Questa ha il valore $r_a g_m e_g$ che — ricordando

la formula (7) del n. 8 ($r_a g_m = \mu$) — può scriversi μe_g, come è appunto indicato nello schema *c*).

Quale immediata applicazione del *generatore differenziale equivalente* del triodo, completiamo lo studio del circuito della figura 38 *a*) iniziato nel n. 6 (figg. 26-27). Si è allora visto che, nell'ipotesi di linearità di funzionamento — il che presuppone che la tensione e_g abbia ampiezza sufficientemente piccola — il calcolo della corrente anodica $i_a = I_{ao} + j_a$ può farsi determinando il valore I_{ao} nel circuito di riposo (fig. 27 *a*) ed il valore di j_a nel *circuito differenziale* (fig. 27 *b*). Siamo ora in grado di precisare che questo si ottiene dal circuito originario semplicemente

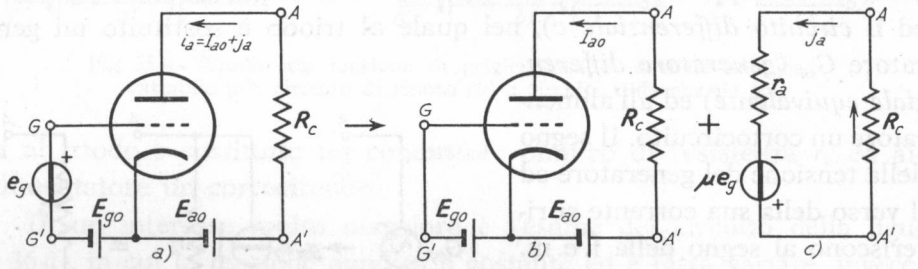


Fig. 38 — Esempio di studio di un circuito (*a*) per mezzo del circuito di riposo (*b*) e del circuito differenziale (*c*).

considerando l'alimentatore come un cortocircuito e sostituendo al triodo il suo generatore differenziale equivalente, i cui schemi sono contenuti nella figura 37. È indifferente usare lo schema *serie* o lo schema *parallelo*: occorre solo che i valori dei parametri differenziali, che in essi compaiono (μ, r_a, g_m), siano relativi all'effettivo punto di riposo, determinato nel circuito di riposo corrispondente.

Nella figura 38, accanto al circuito di riposo (che serve per il calcolo col metodo della retta di carico di I_{ao}, V_{ao} e dei relativi parametri differenziali), è indicato lo *schema serie* del circuito differenziale. Da esso si ottiene subito:

$$(5) \qquad j_a = \frac{\mu e_g}{r_a + R_c},$$

che consente di calcolare j_a per ogni valore di e_g [19]. Dividendo il nume-

[19] - Può sembrare che il procedimento usato per ottenere questo risultato sia molto laborioso; vedremo però, specialmente nello studio degli amplificatori, che il calcolo del cir-

ratore ed il denominatore della frazione per r_a e ricordando la relazione $r_a g_m = \mu$ (n. 8, form. 7), si ottiene una nuova espressione di j_a:

$$(6) \qquad j_a = \frac{\frac{\mu}{r_a} e_g}{1 + \frac{R_c}{r_a}} = \frac{g_m e_g}{1 + \frac{R_c}{r_a}},$$

a cui si sarebbe giunti direttamente se, al posto dello *schema serie* del circuito differenziale, si fosse usato lo *schema parallelo*.

Nel circuito della figura 38 si è supposto che la variazione della tensione di griglia dal suo valore di riposo sia prodotta da un generatore alternativo; ma il metodo del circuito differenziale è molto più generale

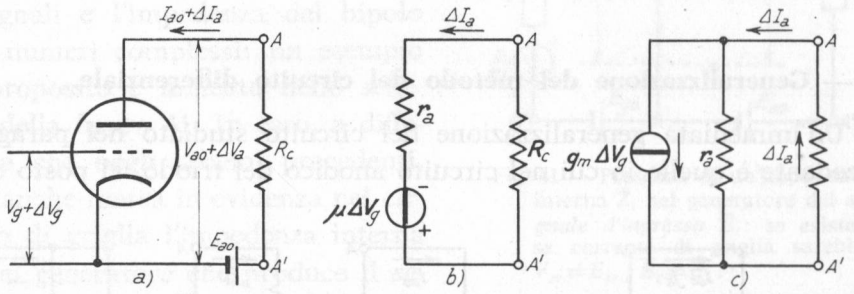


Fig. 39 — Circuito differenziale nel caso generale di una variazione ΔV_g della tensione di griglia qualsiasi, purchè sufficientemente piccola.

e vale qualunque sia la variazione ΔV_g subita dalla tensione di griglia dal suo valore di riposo V_{go} purchè sufficientemente piccola ([20]). Anche in tal caso generale, schematizzato nella figura 39 *a*), la variazione ΔI_a della corrente anodica dal suo valore di riposo I_{ao} può calcolarsi servendosi del circuito differenziale: questo è ottenuto sostituendo al triodo un generatore (*generatore differenziale equivalente*) di resistenza interna r_a ed avente f. e. m. $\mu \Delta V_g$ e corrente di cortocircuito $g_m \Delta V_g$, essendo i parametri μ, r_a, g_m relativi al punto di riposo P_o (V_{go}, V_{ao}, I_{ao}). Poichè

---

cuito di riposo e la determinazione dei parametri differenziali possono, in pratica, essere evitati portando il tubo a lavorare nelle condizioni di funzionamento a cui si riferiscono i dati numerici contenuti nei cataloghi (n. 8, Tav. 2). Esempi in proposito saranno svolti nel n. 7 del Cap. X.

([20]) - Così che la zona della caratteristica mutua dinamica interessata (n. 5, figg. 24-25) possa considerarsi rettilinea.

la sorgente di f. e. m. continua E_{ao} si comporta come un cortocircuito di fronte alle variazioni della corrente anodica, il circuito differenziale viene ad avere gli schemi *b*) o *c*) della figura 39, perfettamente equivalenti fra loro. Il segno della f. e. m. ed il verso della corrente corrispondono all'ipotesi che la variazione ΔV_g della tensione di griglia sia positiva e quindi anche ΔI_a sia positiva e rappresenti *un aumento* della corrente anodica.

Il metodo del circuito differenziale, introdotto in questo paragrafo, è veramente uno dei caposaldi dello studio dei circuiti comprendenti tubi elettronici e transistori; nei numeri seguenti vedremo come esso permetta di inquadrare il triodo, *operante in condizioni lineari*, nello studio generale dei *circuiti lineari* che sono stati trattati nella Parte I.

10. — **Generalizzazione del metodo del circuito differenziale.**

Un'immediata generalizzazione del circuito studiato nel paragrafo precedente è quella in cui nel circuito anodico del triodo, al posto della

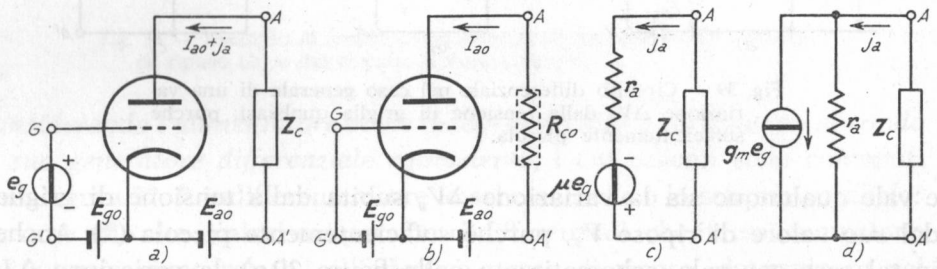


Fig. 40 — Nel circuito anodico è interposto un generico bipolo passivo lineare: circuito di riposo e circuiti differenziali corrispondenti.

resistenza R_c, vi è un qualsiasi bipolo lineare passivo, come è indicato nella figura 40 *a*).

Se le variazioni della tensione di griglia sono sufficientemente piccole, così che il comportamento del triodo possa considerarsi lineare, il circuito può studiarsi anche in tal caso considerando separatamente il *circuito di riposo* ed il *circuito differenziale*. Il calcolo del circuito di riposo si compie supponendo inesistente la f. e. m. e_g e considerando al posto del bipolo la sua *resistenza in corrente continua* R_{co} (fig. 40 *b*): trovato sulle caratteristiche il punto di funzionamento a riposo col noto

metodo grafico, si determina in esso il valore dei parametri differenziali μ, r_a, g_m. Il circuito differenziale si ottiene sostituendo al triodo il suo generatore differenziale equivalente, al bipolo passivo la sua impedenza ed alla sorgente di f. e. m. continua E_{ao} un cortocircuito; a seconda che si usi lo schema *serie* o lo schema *parallelo* del generatore si ottengono i circuiti *c*) e *d*) della figura 40.

Naturalmente, per compiere poi l'effettivo calcolo della componente alternata j_a della corrente anodica occorre conoscere la struttura del bipolo. Conviene poi operare con la notazione simbolica, rappresentando i segnali e l'impedenza del bipolo con numeri complessi: un esempio in proposito è indicato nello schema della figura 41. In esso, a differenza che negli schemi precedenti, si è anche messa in evidenza nel circuito di griglia l'impedenza interna $\overline{Z}_i$ del generatore che produce il *segnale d'ingresso* $\overline{E}_i$. *Se nel circuito di griglia non c'è corrente, nell'impedenza* $\overline{Z}_i$ *non si ha alcuna caduta di di tensione, nè continua nè alternata, per cui la presenza di* $\overline{Z}_i$ *è senza*

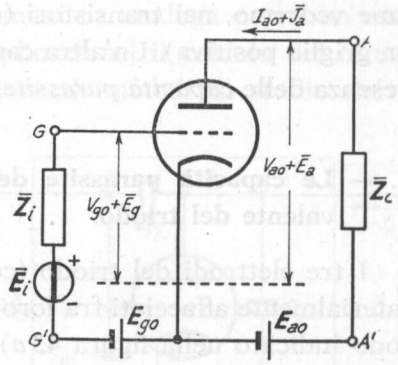


Fig. 41 — Presenza di un'impedenza interna $\overline{Z}_i$ nel generatore del *segnale d'ingresso* $\overline{E}_i$: se esistesse corrente di griglia sarebbe $V_{go} \neq E_{go}$, $\overline{E}_g \neq \overline{E}_i$.

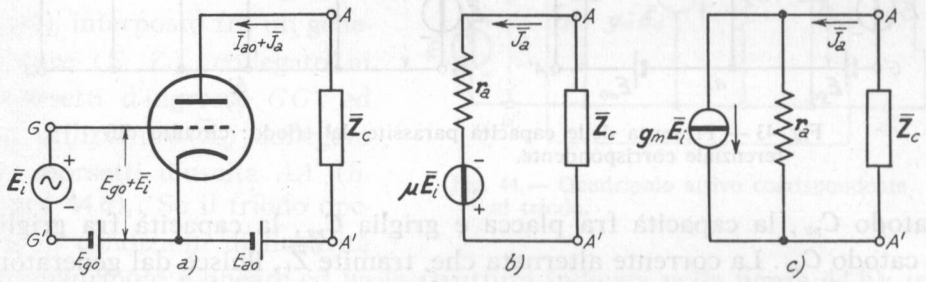


Fig. 42 — Se non c'è corrente di griglia, la presenza dell'impedenza interna del generatore del segnale è senza effetto ed è $V_{go}=E_{go}$, $\overline{E}_g=\overline{E}_i$.

effetto sul comportamento del circuito. In tal caso, manifestamente, la tensione di griglia a riposo è $V_{go}=E_{go}$, mentre la tensione alternata $\overline{E}_g$ ha valore uguale alla f. e. m. del generatore $\overline{E}_i$ ed i circuiti differenziali risultano quelli indicati nella figura 42.

Se, invece, nel circuito di griglia c'è corrente, nell'impedenza $\overline{Z}_i$ si ha una caduta di tensione da cui non si può prescindere per il calcolo sia di V_{go} sia di $\overline{E}_g$; entrambe queste tensioni risultano in generale diverse da E_{go} ed $\overline{E}_i$. La corrente potrebbe derivare dal fatto che la griglia è positiva di fronte al catodo, e pertanto si comporta come la placca di un diodo (n. 4); tale eventualità, molto rara nei triodi, è invece usuale, come vedremo, nei transistori (che si comportano appunto come triodi con griglia positiva). Un'altra causa di corrente nel circuito di griglia è la presenza delle *capacità parassite* di cui parleremo nel paragrafo seguente.

11. — Le capacità parassite del triodo. Quadripolo differenziale equivalente del triodo.

I tre elettrodi del triodo (collettore, griglia ed emettitore), essendo materialmente affacciati fra loro, danno luogo a tre capacità, disposte nel modo indicato nella figura 43 *a*), le quali sono: la capacità fra placca e

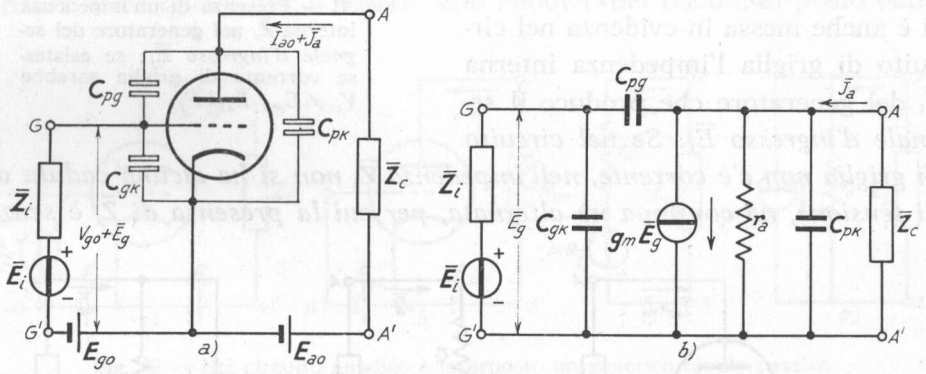


Fig. 43 — Presenza delle capacità parassite del triodo: circuito differenziale corrispondente.

catodo C_{pk}, la capacità fra placca e griglia C_{pg}, la capacità fra griglia e catodo C_{gk}. La corrente alternata che, tramite $\overline{Z}_i$, fluisce dal generatore del segnale d'ingresso entro le capacità C_{pg} e C_{gk} provoca una caduta di potenziale in $\overline{Z}_i$ e quindi fa sì che la tensione alternata $\overline{E}_g$, che risulta applicata fra griglia e catodo, sia diversa dalla f. e. m. $\overline{E}_i$ del generatore stesso. La presenza delle capacità è invece, manifestamente, senza effetto sulle condizioni di riposo del circuito; pertanto il circuito di riposo rimane quello della figura 41 *b*) ed in esso è $V_{go}=E_{go}$.

Le tre capacità parassite hanno valori di pochi picofarad, per cui il loro effetto viene risentito solo quando le frequenze dei segnali sono sufficientemente alte; quanto si è in tali condizioni le tre capacità non possono trascurarsi e devono essere introdotte nel circuito differenziale. Nella figura 43 *b*) è indicato il circuito differenziale ottenuto dal circuito originario (fig. 43 *a*) sostituendo al triodo lo schema *parallelo* del generatore differenziale equivalente ([21]); in maniera analoga potrebbe essere usato lo schema *serie*. A parte la complicazione, il calcolo del circuito così ottenuto è sempre possibile coi normali metodi di studio dei circuiti lineari (Parte I), una volta che sia nota la natura delle impedenze $\overline{Z}_i$ e $\overline{Z}_c$; ne daremo un cenno al momento opportuno, mentre qui ci limiteremo a fare alcune considerazioni generali che ci saranno utili per lo studio successivo.

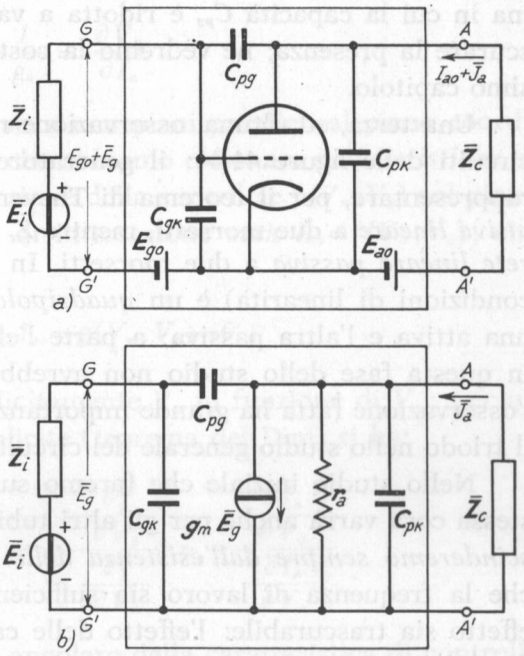


Fig. 44 — Quadripolo attivo corrispondente al triodo.

Una prima osservazione riguarda il fatto che il triodo, colle sue capacità parassite, costituisce un *quadripolo* (manifestamente *attivo*, per la presenza dei generatori), interposto fra un generatore $(\overline{E}_i, \overline{Z}_i)$, collegato ai morsetti d'ingresso GG', ed un utilizzatore $(\overline{Z}_c)$, collegato ai morsetti d'uscita AA' (figura 44 *a*),. Se il triodo opera in condizioni di linearità il quadripolo è lineare ed ha la struttura indicata nella figura 44 *b*); una struttura del tutto equivalente si otterrebbe adottando per il generatore del triodo lo schema *serie* (fig. 42 *b*).

([21]) - Nel circuito differenziale compare tutto ciò che nel circuito originario interessa le variazioni di corrente e di tensione (e quindi le capacità e le impedenze $\overline{Z}_i$ e $\overline{Z}_c$); le sorgenti di f. e. m. continua sono invece sostituite da cortocircuiti.

Una seconda osservazione riguarda la capacità fra placca e griglia, C_{pg}: essa stabilisce un collegamento fra il *circuito d'uscita*, dove opera il generatore differenziale equivalente del triodo (con resistenza r_a e corrente di cortocircuito $g_m \overline{E}_g$) ed il *circuito d'entrata*, dove opera il generatore del segnale $(\overline{E}_i, \overline{Z}_i)$. Tramite la capacità C_{pg} si effettua uno scambio di potenza fra i due circuiti, che non avrebbe luogo se C_{pg} non esistesse. Pur non potendo in questa fase dello studio, rendercene conto, è utile sapere che il sopradetto scambio di potenza *esercita, in generale, effetto dannoso*: in relazione a ciò la tecnica ha condotto alla costruzione di tubi elettronici (tetrodo, pentodo, tubo a fascio) analoghi ai triodi, ma in cui la capacità C_{pg} è ridotta a valori così piccoli da poterne trascurare la presenza; ne vedremo la costituzione e le proprietà nel prossimo capitolo.

Una terza, ed ultima, osservazione riguarda la grande generalità dei circuiti delle figure 41-44: il generatore collegato ai morsetti GG' può rappresentare, per il teorema di Thevenin, una qualsiasi *rete circuitale attiva lineare* a due morsetti, mentre $\overline{Z}_c$ può rappresentare una qualsiasi *rete lineare passiva* a due morsetti. In tal modo il triodo (operante in condizioni di linearità) è un *quadripolo attivo* interposto fra due reti, una attiva e l'altra passiva; a parte l'effettivo calcolo del circuito (che in questa fase dello studio non avrebbe ancora un chiaro significato), l'osservazione fatta ha grande importanza perchè consente di inquadrare il triodo nello studio generale dei circuiti lineari (Parte I).

Nello studio iniziale che faremo sui circuiti contenenti triodi (e la stessa cosa varrà anche per gli altri tubi elettronici ed i transistori) *prescinderemo sempre dall'esistenza delle capacità parassite*, ammettendo che la frequenza di lavoro sia sufficientemente bassa così che il loro effetto sia trascurabile: l'effetto delle capacità parassite sarà poi introdotto in un secondo tempo.

12. — Considerazioni matematiche sul triodo: Determinazione del coefficiente di amplificazione di un triodo con elettrodi cilindrici - Equazione di Vallauri - Giustificazione del metodo di studio grafico.

Con un'unica trattazione a carattere matematico giustificheremo i metodi grafici ed analitici introdotti precedentemente per lo studio del triodo e dei circuiti in cui esso è inserito.

Nel triodo la corrente anodica è funzione di due variabili:

$$I_a = f(V_a, V_g) \; ; \qquad (1)$$

geometricamente tale funzione è rappresentata dalla *superficie caratteristica* (fig. 14): le famiglie delle *caratteristiche anodiche e mutue* sono ottenibili dalle intersezioni di tale superficie con piani paralleli ai piani coordinati $V_g=0$ e $V_a=0$. In un punto P_o della superficie caratteristica le derivate parziali di I_a rispetto a V_a e V_g esprimono la *conduttanza anodica differenziale e la conduttanza mutua differenziale*:

$$(2) \qquad g_a=\frac{\partial I_a}{\partial V_a} \quad , \quad g_m=\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \, .$$

Per un teorema sulle funzioni inverse si ha poi:

$$(3) \qquad r_a=\frac{1}{g_a}=\frac{\partial V_a}{\partial I_a} \, .$$

Tagliando la superficie caratteristica con piani paralleli al piano coordinato $I_a=0$ si ottengono le curve che abbiamo chiamato *caratteristiche di controllo*: consideriamo l'intersezione della superficie $f(V_a, V_g)$ col piano $I_a=I_{ao}$. L'equazione della curva di intersezione sarà $I_{ao}=f(V_a, V_g)$, che si può scrivere:

$$(4) \qquad f(V_a, V_g)-I_{ao}=g(V_a, V_g)=0 \, .$$

Questa equazione definisce implicitamente V_a in funzione di V_g; per un noto teorema sulle funzioni implicite (teorema del Dini) si ha:

$$(5) \qquad \frac{dV_a}{dV_g}=-\frac{\dfrac{\partial g}{\partial V_g}}{\dfrac{\partial g}{\partial V_a}}=-\frac{\dfrac{\partial f}{\partial V_g}}{\dfrac{\partial f}{\partial V_a}}=-\frac{\dfrac{\partial I_a}{\partial V_g}}{\dfrac{\partial I_a}{\partial V_a}} \, .$$

Ma dV_a/dV_g è il coefficiente angolare della caratteristica di controllo $I_a=I_{ao}$ ed il suo valore assoluto esprime il *coefficiente di amplificazione* del triodo; tenendo conto delle formule (2), dalla (5) si ottiene allora:

$$(6) \qquad \mu=\frac{g_m}{g_a} \, ,$$

che è la relazione fra μ, g_m e g_a già trovata per altra via (n. 8, form. 6).

Dall'esame delle caratteristiche di controllo è apparsa una sensibile indipendenza del coefficiente di amplificazione dalle condizioni di funzionamento del tubo (fig. 29); per spiegare tale proprietà, si è detto nel n. 7

che il coefficiente di amplificazione dipende essenzialmente dalla struttura del tubo. Ciò può essere giustificato senza difficoltà nel caso semplice in cui gli elettrodi del tubo siano cilindri circolari.

Consideriamo il complesso anodo-catodo come un condensatore cilindrico e sia C_{pk} la sua capacità ([22]); ad una tensione V_a fra placca e catodo corrisponde una carica sulle armature $Q_1 = C_{pk} V_a$. Se S è la superficie del catodo, il campo elettrico nelle sue immediate vicinanze ha, per il teorema di Coulomb, il valore:

$$F_1 = \frac{Q}{\varepsilon_o S} = \frac{C_{pk}}{\varepsilon_o S} V_a \ . \tag{7}$$

Analogamente la griglia ed il catodo costituiscono un condensatore cilindrico di capacità C_{gk}; ad una tensione V_g applicata alla griglia corrisponde una carica sulle armature $Q_2 = C_{gk} V_g$ ed un campo elettrico:

$$F_2 = \frac{C_{gk}}{\varepsilon_o S} V_g \ , \tag{8}$$

nell'immediata vicinanza della superficie catodica. Sono i due campi F_1 ed F_2 che esercitano l'azione di controllo dell'efflusso degli elettroni della carica spaziale verso l'anodo. Supponiamo ora che, essendo applicate alla placca ed alla griglia due tensioni V_{ao} e V_{go}, sia prodotta una variazione dV_a della tensione anodica; il campo in prossimità del catodo subisce una variazione $dF_1 = (C_{pk}/\varepsilon_o S)\, dV_a$. Così pure ad una variazione dV_g della tensione di griglia corrisponde un'analoga variazione di campo $dF_2 = (C_{gk}/\varepsilon_o S)\, dV_g$. Supponiamo che le due variazioni dV_a e dV_g siano tali che la corrente anodica non subisca alcuna variazione dal valore di riposo I_{ao} (cioè supponiamo che il punto di funzionamento si muova sulla caratteristica di controllo $I_a = I_{ao}$). Occorrerà per questo che la variazione totale, $dF_1 + dF_2$, del campo in prossimità del catodo sia nulla; dovrà cioè essere:

$$\frac{C_{pk}}{\varepsilon_o S} dV_a + \frac{C_{gk}}{\varepsilon_o S} dV_g = 0 \ , \tag{9}$$

([22]) - Nei cataloghi dei tubi vengono generalmente indicate sia le capacità fra anodo e catodo sia le capacità fra anodo e griglia e fra griglia e catodo. Esse comprendono peraltro non soltanto le capacità fra gli elettrodi ma anche quelle dei loro collegamenti e delle strutture di sostegno; non devono perciò essere confuse con le capacità qui considerate.

e da ciò deriva direttamente la relazione:

$$(10) \qquad \frac{dV_a}{dV_g} = -\frac{C_{gk}}{C_{pk}} .$$

Il primo membro è il rapporto fra due variazioni delle tensioni di placca e di griglia che lasciano inalterata la corrente anodica e, perciò, il suo valore assoluto esprime il coefficiente di amplificazione. Si ha dunque:

$$(11) \qquad \mu = \frac{C_{gk}}{C_{pk}} .$$

Essendo le due capacità elementi strutturali del triodo, indipendenti dalle condizioni di funzionamento, il coefficiente di amplificazione, nel caso teorico considerato, risulta assolutamente costante; poichè, per la maggiore vicinanza della griglia al catodo rispetto alla placca, è $C_{gk} > C_{pk}$, risulta $\mu > 1$. Il coefficiente di amplificazione risulta tanto maggiore quanto più grande è C_{gk} di fronte a C_{pk}, cioè quanto più vicina al catodo è la griglia e più strette sono le sue spire.

In un triodo reale i risultati precedenti sono infirmati da due fatti: la presenza degli elettroni della carica spaziale, che complica il problema elettrostatico, e le dissimetrie degli elettrodi. La prima causa ha un effetto modesto sul comportamento complessivo, la seconda invece non può essere trascurata: le dissimmetrie strutturali, specialmente della griglia, fanno sì che alcune parti abbiano coefficiente di amplificazione diverso dalle altre. Il coefficiente di amplificazione del triodo, combinazione dei coefficienti di amplificazione parziali, varia allora (in misura più o meno forte a seconda dell'entità delle dissimmetrie) con le condizioni di funzionamento, come in effetti si riscontra in pratica.

La considerazione del coefficiente di amplificazione e degli altri parametri differenziali ci ha permesso di estendere al triodo (n. 9) il metodo del circuito differenziale già introdotto per il diodo. A somiglianza di quanto fatto per quel tubo (Cap. IV, append. n. 11), vogliamo qui dare la giustificazione matematica del metodo introdotto.

Consideriamo un punto di funzionamento P_o sulla superficie caratteristica, di coordinate V_{ao}, V_{go}, I_{ao}. Diamo un incremento piccolo, ma finito, a V_a ed a V_g così da passare in un altro punto di coordinate:

$$(12) \qquad V_{a1} = V_{ao} + \Delta V_a \quad ; \quad V_{g1} = V_{go} + \Delta V_g \; ;$$

$$(13) \qquad I_{a1} = I_{ao} + \Delta I_a = f(V_{ao} + \Delta V_a , V_{go} + \Delta V_g) .$$

Sviluppiamo I_a in serie di Taylor (per funzioni di due variabili) nell'intorno del punto P_o relativamente agli incrementi ΔV_a, ΔV_g. Si ha:

$$(14) \qquad I_{a1}=f(V_{ao},V_{go})+\left[\Delta V_a\frac{\partial f_o}{\partial V_a}+\Delta V_g\frac{\partial f_o}{\partial V_g}\right]+$$

$$+\left[\frac{\Delta V_a^2}{2!}\frac{\partial^2 f_o}{\partial V_a^2}+\frac{\Delta V_g^2}{2!}\frac{\partial^2 f_o}{\partial V_g^2}\right]+\dots,$$

dove $\partial f_o/\partial V_a$ e le altre derivate devono intendersi calcolate nel punto P_o. Notiamo poi che, per le (2), $\partial f_o/\partial V_a$ e $\partial f_o/\partial V_g$ non sono che le conduttanze anodica e mutua, g_a e g_m, calcolate nel punto P_o; le derivate successive sono esprimibili, perciò, con $g_a', g_a'', \dots, g_m', g_m'', \dots$. Sostituiamo questi simboli nell'espressione precedente, portando inoltre nel primo membro $f(V_{ao},V_{go})=I_{ao}$. Osservando che $I_{a1}-I_{ao}$ rappresenta la variazione ΔI_a subita dalla corrente anodica, la (14) diviene:

$$(15) \qquad \Delta I_a=(\Delta V_a g_a+\Delta V_g g_m)+\frac{1}{2!}(\Delta V_a^2 g_a'+\Delta V_g^2 g_m')+\dots.$$

Questo sviluppo vale qualunque sia il punto di funzionamento prescelto, pur di intendere che g_a, g_m e le loro derivate siano calcolate in tale punto. Se in tale punto si conoscono g_a, g_m ed un certo numero delle loro derivate, la (15) permette di determinare con sufficiente esattezza il valore della variazione ΔI_a che nasce in corrispondenza delle due variazioni ΔV_a e ΔV_g della tensione di placca e di griglia. Vi è però un gran numero di applicazioni in cui — sia perchè ΔV_a e ΔV_g sono assai piccole, sia perchè le varie derivate di g_a e g_m sono così piccole che, in un conveniente intorno del punto prescelto, la superficie caratteristica può considerarsi piana — si possono trascurare tutti i termini dello sviluppo (15) di grado superiore al primo; la (15) diviene allora:

$$(16) \qquad \Delta I_a=g_a\Delta V_a+g_m\Delta V_g.$$

L'utilità di questa relazione è stata, ed è, grandissima; introdotta dal VALLAURI (1917) essa è chiamata *equazione di Vallauri.*

Supponiamo ora che le variazioni ΔV_a e ΔV_g siano alternative sinusoidali, come avviene, ad esempio, se in serie a V_{ao} e V_{go} sono posti due generatori alternativi di f.e.m. e_a ed e_g. La variazione che la corrente

anodica subisce avrà un valore istantaneo, j_a, espresso per la (16) da:

$$j_a = g_a e_a + g_m e_g \quad (17)$$

Essa può assumere le forme equivalenti:

$$j_a = \frac{e_a}{r_a} + g_m e_g \quad (18)$$

$$j_a = \frac{1}{r_a}(e_a + \mu e_g) \quad (19)$$

L'ultima formula è particolarmente significativa; essa mostra che, in un intorno sufficientemente piccolo del punto di funzionamento, il triodo equivale ad un conduttore ohmico di resistenza r_a a cui sia applicata una tensione $e_a + \mu e_g$ e ciò giustifica le considerazioni svolte nel n. 9, che ci hanno condotto alla definizione del generatore differenziale equivalente del triodo. Supponiamo, infatti, che sia $e_g = 0$ come nel circuito della figura 35: risulta allora $j_a = e_a / r_a$ e ciò giustifica il circuito differenziale della figura 35 *c*). Supponiamo, invece, che sia $e_a = 0$ come nella figura 36 *a*); dalla (19) risulta $j_a = \mu e_g / r_a$ e ciò dimostra che il generatore G_{eq} della figura 36 *c*) ha f. e. m. μe_g e resistenza interna r_a. Risulta così provata la validità dello schema serie del generatore differenziale equivalente (fig. 37 *c*), da cui deriva immediatamente quella dello schema parallelo (fig. 37 *b*).

Dopo la giustificazione del metodo del circuito differenziale, vogliamo ricercare le basi matematiche su cui è fondato il metodo di studio grafico dei circuiti comprendenti il triodo, delineato nel n. 5. Consideriamo il circuito della figura 20 (n. 5); le espressioni della corrente nel tubo e nella resistenza R_c sono:

$$I_a = f(V_a, V_g) \quad (20)$$

$$I_a = \frac{V_r}{R_c} \quad (21)$$

essendo V_r la tensione ai capi della resistenza. Poichè si ha:

$$V_r = E_{ao} - V_a \quad (22)$$

la formula (21) può scriversi:

$$I_a = \frac{E_{ao} - V_a}{R_c} \quad (23)$$

La corrente anodica I_a del circuito di figura 20 deve soddisfare contemporaneamente all'equazione (20), relativa al tubo, ed all'equazione (23) relativa alla resistenza; essa deve perciò essere una soluzione del seguente sistema di equazioni:

$$(24)\quad \begin{cases} I_a = f(V_a, V_g) \ , \\ I_a = \dfrac{E_{ao} - V_a}{R_c} \ . \end{cases}$$

Geometricamente la prima equazione rappresenta la superficie caratteristica del tubo; la seconda rappresenta un piano che taglia i piani coordinati $V_a = 0$ ed $I_a = 0$ secondo le rette $I_a = E_{ao}/R_c$, $V_a = E_{ao}$ nel modo indicato nella figura 45. La soluzione del sistema (24) è la curva di intersezione del sopradetto piano e della superficie caratteristica ([23]). La proiezione della curva sul piano I_a, V_a ($V_g = 0$) costituisce la *retta di carico* presa in considerazione nel n. 5 (figg. 20-24); la proiezione sul piano I_a, V_g ($V_a = 0$) è la particolare curva che abbiamo chiamato *caratteristica mutua dinamica* (figg. 24-25), di cui ci siamo valsi nel n. 5 e di cui ci varremo diffusamente nello studio delle applicazioni dei triodi.

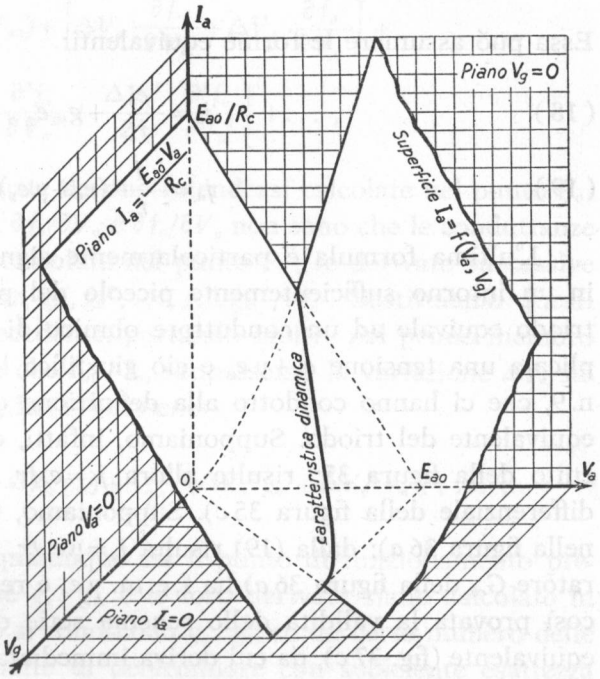


Fig. 45 — Soluzione grafica del sistema (24).

([23]) - La soluzione grafica indicata è manifestamente un'estensione di quella già studiata per il diodo (Cap. IV, n. 9).

CAPITOLO VI

TETRODO, PENTODO, TUBO A FASCIO

1. — Azione dello schermo. Tetrodo. Emissione secondaria.

La placca e la griglia di un triodo, essendo due conduttori isolati, affacciati fra loro, danno luogo ad una capacità C_{pg} (*capacità placca-griglia*) che, negli ordinari tubi ha valori di qualche picofarad. Come si è accennato nel n. 10 del capitolo precedente, essa costituisce un collegamento fra il circuito anodico ed il circuito di griglia; in particolare avviene che, se la tensione di placca è variabile, risulta riportata sulla griglia, per via capacitiva, una f. e. m. variabile che si sovrappone a quella utile applicata dall'esterno. Dato il piccolo valore della capacità C_{pg}, a frequenze abbastanza basse tale *retroazione* della placca sulla griglia risulta inapprezzabile; ma, al crescere della frequenza, essa diviene via via più sensibile. Pur non potendo ora rendercene conto, si verifica che, in molte applicazioni, essa costituisce un effetto gravemente perturbatore.

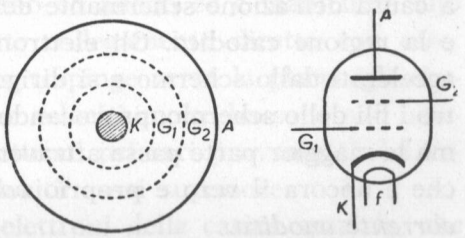


Fig. 1 — Tetrodo: disposizione schematica degli elettrodi e simbolo.

Riduce fortemente questo inconveniente l'introduzione fra placca e griglia di un nuovo elettrodo, detto *schermo*, di struttura analoga a quella della griglia (fig. 1). Mantenuto a potenziale rigorosamente costante, lo

schermo agisce come una *gabbia di Faraday* (1), impedendo che le variazioni della tensione di placca siano risentite dalla griglia. Nel nuovo tubo così ottenuto, che è detto *tetrodo*, la capacità fra griglia e placca risulta ridotta a qualche centesimo di quella esistente nel triodo.

La griglia schermo G_2 è tenuta a tensione positiva rispetto al catodo, di valore rigorosamente costante, in genere uguale al valore di riposo della tensione anodica; la normale griglia G_1, detta qui *griglia di comando* (o di controllo), è tenuta, come nel triodo, a tensione negativa rispetto al catodo. Nel tetrodo il numero di elettroni prelevati dalla carica spaziale che circonda il catodo è determinato, come nel diodo e nel triodo, dal campo elettrico nelle immediate vicinanze del catodo: questo campo è determinato dalle tensioni dello schermo e della griglia di comando mentre *non è sensibilmente influenzato dalla tensione di placca*, a causa dell'azione schermante della griglia G_2, interposta fra la placca e la regione catodica. Gli elettroni prelevati dalla carica spaziale sono accelerati dallo schermo e si dirigono verso di esso: una parte urta contro i fili dello schermo, provocando la nascita di una *corrente di schermo*, ma la maggior parte passa attraverso alle sue spire e raggiunge la placca, che è ancora il vero e proprio *collettore* degli elettroni, costituendo la *corrente anodica*.

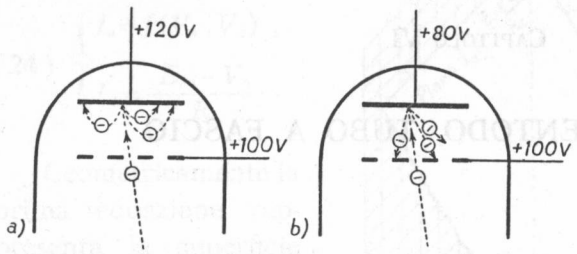


Fig. 2 — Se la placca ha potenziale superiore allo schermo, gli elettroni secondari ricadono su di essa; se ha potenziale inferiore si dirigono verso lo schermo.

Sorge, peraltro, un inconveniente, dovuto all'*emissione secondaria*, che modifica sfavorevolmente il comportamento del tubo. Come quando si lancia con violenza un sasso su un mucchio di ghiaia, da questo possono uscire altri sassi con minore velocità, così da un corpo colpito da un elettrone che possieda una forte energia cinetica possono uscire elettroni con energia cinetica minore (2); in ciò consiste, grosso modo, il

(1) - G. BATTISTINI - *Elettrotecnica Generale*, Vol. I, Cap. II, n. 5 (Ed. C. Cursi - Pisa).

(2) - Il numero di *elettroni secondari* emessi per ogni *elettrone primario* incidente dipende dalla natura e dalla struttura della superficie colpita, oltre che dalla velocità di impatto degli elettroni primari, cioè dal potenziale acceleratore.

fenomeno dell'emissione secondaria. Gli elettroni accelerati dallo schermo, quando colpiscono la placca, provocano inevitabilmente emissione secondaria: se la placca ha potenziale superiore allo schermo, gli elettroni secondari emessi ricadono su di essa (fig. 2 *a*). Se invece la placca ha potenziale inferiore allo schermo ([3]), gli elettroni secondari sono attirati e raccolti dallo schermo (fig. 2 *b*). La corrente anodica nel circuito esterno al tubo è allora data dal numero degli elettroni primari ricevuti dalla placca ogni secondo, meno il numero di elettroni secondari perduti da essa nello stesso tempo e raccolti dallo schermo ([4]).

Da ciò derivano vari inconvenienti (ora difficilmente comprensibili) i quali fanno sì che l'uso del tetrodo sia limitato alle applicazioni in cui la tensione anodica è sempre molto alta di fronte a quella di schermo; praticamente ciò avviene solo nei radiotrasmettitori (Vol. II, Cap. IX). Negli altri casi si usa un nuovo tubo, il *pentodo*, che presentando i vantaggi del tetrodo, dovuti alla presenza dello schermo, non ne ha gli inconvenienti.

2. — Il pentodo.

Per evitare lo scambio di elettroni secondari fra placca e schermo, è stato ideato il *pentodo*. In questo tubo (fig. 3) una nuova griglia, chiamata *soppressore*, è situata fra schermo ed anodo ed è mantenuta allo stesso potenziale del catodo, mediante collegamento diretto con esso. Il soppressore, col suo campo inverso, respinge verso la placca gli elettroni secondari, che escono da essa con velocità molto bassa, e non ostacola praticamente il transito degli elettroni primari provenienti dal catodo, che sono invece animati da velocità assai superiore.

Come nel tetrodo, il numero di elettroni della carica spaziale, che partono dalla regione catodica e si avviano verso la placca, *è praticamente indipendente dalla tensione anodica* (a causa dell'azione dello schermo) *e dipende quasi esclusivamente dalla tensione dello schermo e della griglia comando*; una parte di questi elettroni è raccolta dallo

---

([3]) - Ciò può normalmente accadere durante il funzionamento (ed accade effettivamente in varie applicazioni del tubo) perchè la placca ha un potenziale variabile attorno ad un valore di riposo che, come si è detto, è di solito uguale al potenziale fisso dello schermo.

([4]) - L'andamento della corrente anodica in funzione della tensione anodica, a parità di tensione di schermo e della griglia di controllo, è indicato dalla figura 16 del n. 5.

schermo ed una parte dalla placca. Si devono perciò considerare nel pentodo tre distinte correnti: la *corrente anodica* I_a, la *corrente di schermo* I_s e la *corrente catodica* I_k, somma di I_a e di I_s, che si ha nel conduttore catodico (fig. 4) e che è formata da tutti gli elettroni che si allontanano dalla regione catodica.

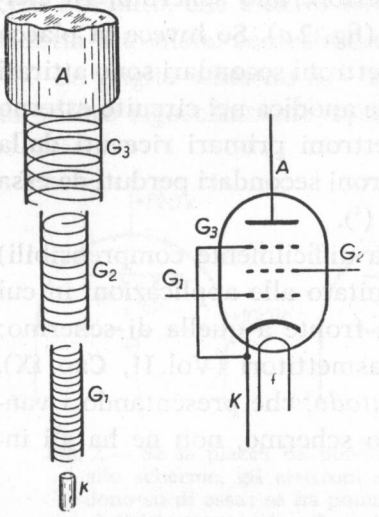


Fig. 3 — Pentodo: elementi costituitivi e simbolo.

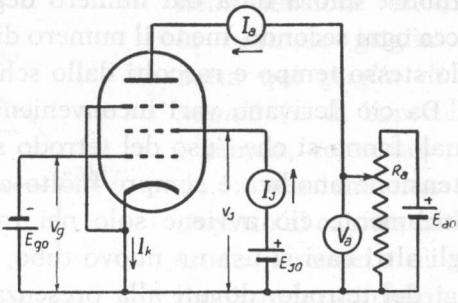


Fig. 4 — Disposizione circuitale per il rilievo della legge di dipendenza di I_a ed I_s da V_a (tensione dello schermo e della griglia comando costanti).

Se si mantiene costante la tensione V_s dello schermo e V_g della griglia comando e si fa variare la tensione anodica V_a, la corrente I_k praticamente non varia, perchè non varia l'azione di richiamo sugli elettroni della carica spaziale; variano invece le correnti I_a ed I_s, perchè la spartizione degli elettroni fra lo schermo e la placca avviene in relazione alle loro tensioni. Colla disposizione circuitale della figura 4 si può rilevare sperimentalmente la legge di dipendenza delle correnti anodica e di schermo (misurate dai milliam-

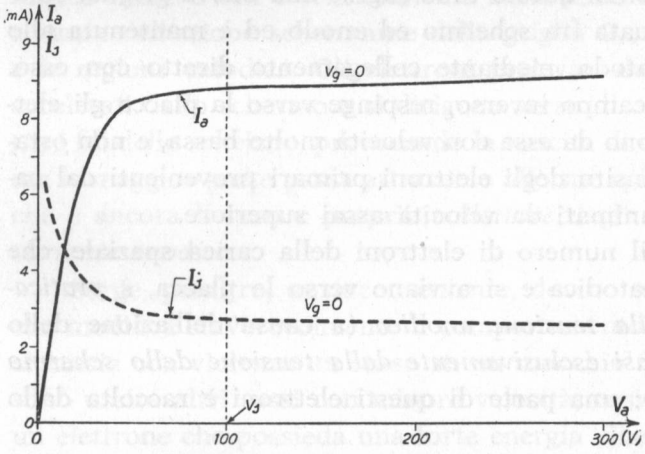


Fig. 5 — Andamento in funzione della tensione anodica della corrente anodica e di schermo (Pentodo *6SJ7*, $V_s = 100$ V, $V_g = 0$ V).

perometri I_a ed I_s) dalla tensione anodica (misurata dal voltmetro V_a e regolata col partitore resistivo R_a).

Per valori di V_a molto minori della tensione V_s di schermo, la corrente anodica è più piccola della corrente di schermo (fig. 5): ciò significa che la maggior parte degli elettroni che si allontanano dal catodo è intercettata dallo schermo. Di mano in mano che la tensione anodica cresce, la corrente anodica cresce pure, a detrimento di quella di schermo, raggiungendo un valore in regime che rimane sensibilmente costante,

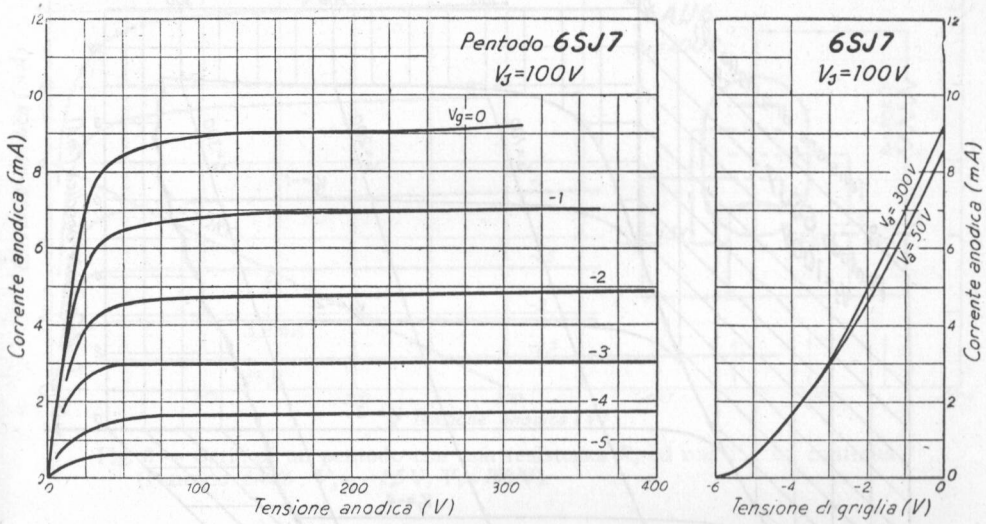


Fig. 6 — Caratteristiche statiche, anodiche e mutue, di un pentodo tipico (*6SJ7*, $V_s = 100$ V).

indipendentemente dall'aumento di V_a; analogo valore di regime, nettamente inferiore a quello di I_a, raggiunge la corrente di schermo.

La curva che rappresenta la legge di dipendenza di I_a da V_a (per V_g e V_s costanti) si chiama, come per il triodo, *caratteristica statica anodica* ed ha, per le applicazioni, interesse prevalente rispetto all'analoga caratteristica di schermo; tenendo costante il valore della tensione di schermo e dando valori diversi alla tensione V_g della griglia di comando, si ottiene la famiglia delle *caratteristiche statiche anodiche* del pentodo, relativa alla prefissata tensione di schermo. Come per il triodo, può ricavarsi per il pentodo anche la famiglia delle *caratteristiche statiche mutue*, le quali esprimono la dipendenza di I_a da V_g, per V_s e V_a costanti (5). Nella figura 6

(5) - Possono ricavarsi per il pentodo anche le caratteristiche di controllo (Cap. V, n. 2) ma il loro interesse non è rilevante.

sono mostrate le famiglie di caratteristiche anodiche e mutue di un tipico pentodo (*6SJ7*) in corrispondenza alla tensione di schermo $V_s = 100$ V. Le due famiglie di caratteristiche possono pensarsi ottenute, analogamente a quelle del triodo (Cap. V, n. 3), da una *superficie caratteristica*, che rappresenta geometricamente la legge di dipendenza della corrente anodica dalla tensione della placca e della griglia; nella figura 7 è mo-

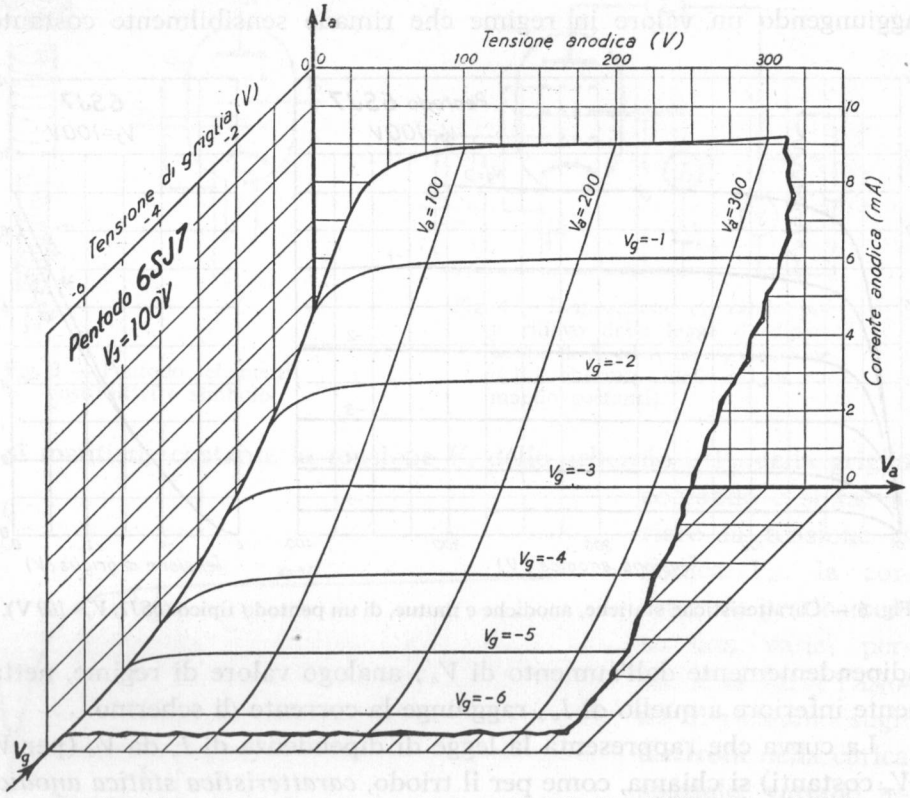


Fig. 7 — Superficie caratteristica del pentodo *6SJ7* ($V_s = 100$ V). Sono visibili le curve sezioni con piani paralleli ai piani $V_g = 0$ e $V_a = 0$ che danno origine alle famiglie delle caratteristiche anodiche e mutue.

strata la superficie caratteristica del medesimo pentodo *6SJ7* di cui nella figura 6 sono date le famiglie di caratteristiche.

Le famiglie di caratteristiche (ed in particolare la famiglia delle caratteristiche anodiche) hanno per il pentodo la stessa importanza messa in luce per il triodo (Cap. V, n. 5), in quanto permettono il calcolo grafico dei circuiti in cui è contenuto detto tubo. A titolo di esempio, nella figura 8 è eseguito il calcolo della corrente e della tensione anodica di

un pentodo (con tensioni di griglia e di schermo costanti) nel cui circuito anodico è presente una f. e. m. continua ed una resistenza R_c; il metodo seguito è quello solito della *retta di carico*, già usato per il triodo (Cap. V, n. 5, fig. 20). Se nel circuito di griglia è presente un generatore di segnali, lo studio del circuito può essere compiuto esattamente come per il triodo (Cap. V, n. 5, fig. 23); come per tale tubo si può costruire la *caratteristica*

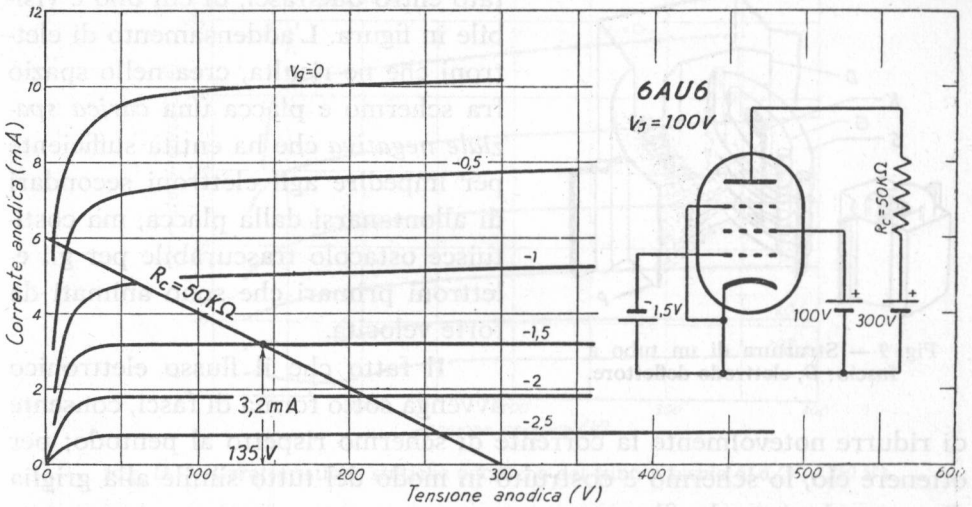


Fig. 8 — Serie di un pentodo con una resistenza R_c ed una f. e. m. continua (Pentodo *6AU6*, $V_g = -1{,}5$ V, $V_s = 100$ V).

mutua dinamica (Cap. V, n. 5, fig. 24) e da questa desumere l'andamento della corrente anodica, se è noto quello del segnale applicato (Cap. V, n. 5, fig. 25). Se il comportamento risulta lineare, si può compiere lo studio quantitativo col metodo del *circuito differenziale*: ne vedremo gli elementi nel n. 4.

3. — **Tubo a fascio.**

Nel pentodo, per eliminare l'inconveniente del passaggio degli elettroni secondari dalla placca allo schermo, è posta una griglia, allo stesso potenziale del catodo, fra schermo e placca (*soppressore*). Lo stesso effetto può raggiungersi facendo in modo che fra schermo e placca gli elettroni primari formino una carica spaziale negativa che impedisca l'allontanamento dalla placca degli elettroni secondari. Su questo principio è basata la soppressione degli elettroni secondari in un particolare tetrodo, detto

tubo a fascio, che, grazie a interessanti accorgimenti costruttivi, viene anche ad avere in alcune applicazioni proprietà superiori a quelle del pentodo.

La figura 9 illustra la disposizione degli elettrodi di un tale tipo di tubo; esso si chiama *a fascio* perchè, a causa della particolare forma del catodo e per la presenza di due elettrodi deflettori collegati elettricamente al catodo, il flusso elettronico è limitato entro due fasci, di cui uno è visibile in figura. L'addensamento di elettroni che ne risulta, crea nello spazio fra schermo e placca una *carica spaziale negativa* che ha entità sufficiente per impedire agli elettroni secondari di allontanarsi dalla placca, ma costituisce ostacolo trascurabile per gli elettroni primari che sono animati da forte velocità.

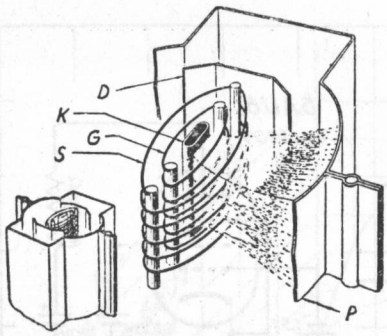


Fig. 9 — Struttura di un tubo a fascio: *D*, elettrodo deflettore.

Il fatto che il flusso elettronico avvenga sotto forma di fasci, consente di ridurre notevolmente la corrente di schermo rispetto al pentodo; per ottenere ciò, lo schermo è costruito in modo del tutto simile alla griglia di comando (uguale filo, uguale numero di spire, medesimo passo) ed inoltre è disposto in modo che due spire corrispondenti delle due griglie si trovino allineate rispetto ai raggi che partono dal catodo. In tal modo lo schermo risulta nascosto, per così dire, rispetto al catodo dalle spire della griglia di comando, che essendo negativa, crea dietro a sè una zona vuota di elettroni; viene con ciò ridotta al minimo la corrente di schermo. Mentre nei pentodi difficilmente la corrente di schermo è inferiore ad *1/5* della corrente anodica, nei tubi a fascio è usualmente inferiore ad *1/10 ÷ 1/15* della medesima, ma può scendere anche ad *1/30* in casi particolari. L'ef-

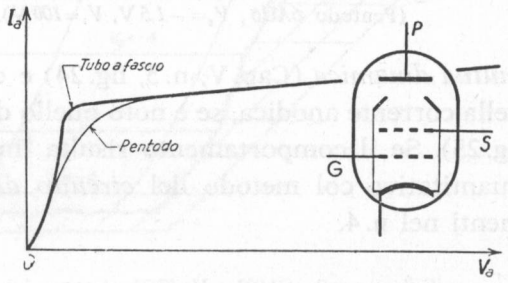


Fig. 10 — Nel tubo a fascio (di cui in figura è indicato il simbolo) la corrente anodica ha maggiore indipendenza che nel pentodo dalla tensione anodica, in corrispondenza a piccoli valori di questa.

fetto è particolarmente sentito quando la tensione anodica è bassa e ne deriva, rispetto al pentodo, una maggiore indipendenza della corrente anodica, per bassi valori di quest'ultima, dalla tensione anodica (fig. 10). Nella figura 11 è mostrata la famiglia delle caratteristiche statiche ano-

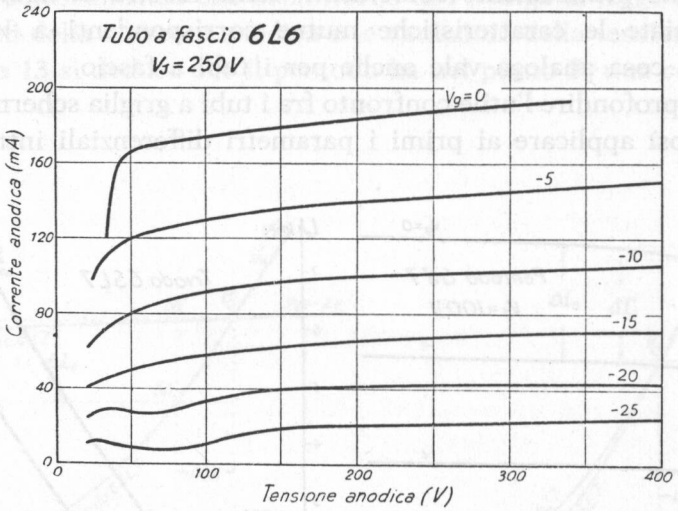


Fig. 11 — Caratteristiche statiche anodiche del tubo a fascio *6L6* ($V_s = 250$ V).

diche di un tipico tubo a fascio, corrispondentemente ad un determinato valore della tensione di schermo; valgono per tali caratteristiche ed il loro impiego considerazioni identiche a quelle fatte alla fine del n. 2 per il pentodo.

4. — **Parametri differenziali dei pentodi e dei tubi a fascio.**

Il pentodo ed il tubo a fascio (con schermo a potenziale fisso) sono, al pari del triodo, conduttori non ohmici in cui la corrente (corrente anodica, I_a) dipende da due variabili, la tensione anodica V_a e la tensione di griglia V_g. Ma la dipendenza di I da V_a e da V_g è notevolmente diversa da quella del triodo, come appare chiaramente dall'esame delle superfici caratteristiche e delle famiglie di caratteristiche.

Si noti (figg. 8, 11) come, per tensioni anodiche non troppo piccole di fronte a quelle di schermo, le caratteristiche anodiche siano quasi orizzontali, il che denota *la sensibile indipendenza della corrente anodica dalla tensione anodica.* Tale indipendenza risulta ancor più evidente dalla

considerazione della famiglia delle caratteristiche mutue: nel caso del triodo, per ogni valore della tensione anodica si ha una caratteristica mutua ben distinta dalle altre (Cap. V, n. 2, fig. 9). Nel caso del pentodo, invece, le varie caratteristiche mutue, per tensioni anodiche non troppo piccole, sono praticamente coincidenti, come mostra la figura 6 in cui sono tracciate le caratteristiche mutue corrispondenti a $V_a = 50$ V e $V_a = 300$ V; cosa analoga vale anche per i tubi a fascio.

Per approfondire l'utile confronto fra i tubi a griglia schermo e triodo (e poter così applicare ai primi i parametri differenziali introdotti per

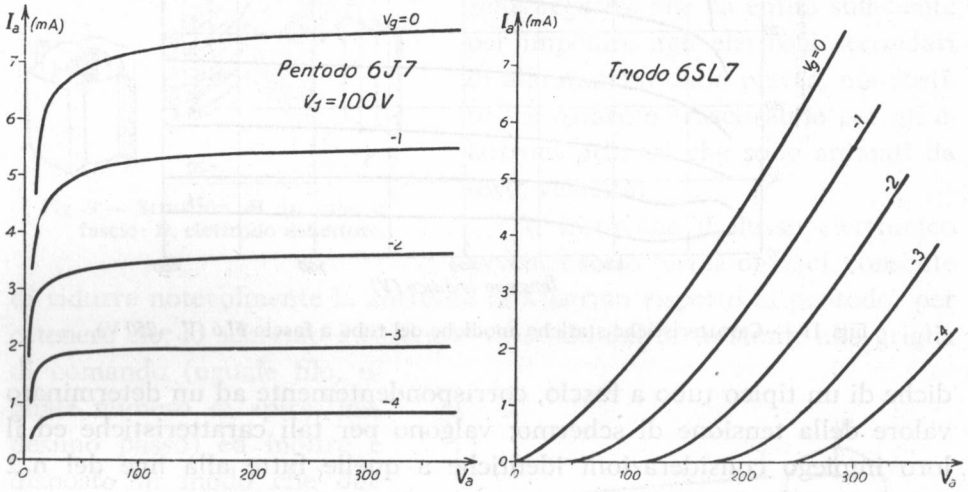


Fig. 12 — Caratteristiche anodiche del pentodo *6J7* (con tensione di schermo $V_s = 100$ V) e del triodo *6SL7*.

il triodo), consideriamo due tubi che si prestano bene allo scopo, il pentodo *6J7* ed il triodo *6SL7*, le cui famiglie di caratteristiche anodiche sono indicate nella figura 12. Supponiamo che il pentodo (con tensione di schermo *100* V) ed il triodo abbiano la medesima tensione di griglia $V_g = -2$ V: le caratteristiche anodiche relative a tali tensioni di griglia sono riportate in un medesimo diagramma nella figura 13. Da esse appare che se ai due tubi si applica una tensione anodica $V_{ao} = 300$ V, sia nel pentodo che nel triodo si ha la medesima corrente anodica $I_{ao} = 3{,}7$ mA.

Considerato il punto P_0 (di coordinate $V_{ao} = 300$ V, $V_{go} = -2$ V, $I_{ao} = 3{,}7$ mA) come punto di riposo, supponiamo di far variare la tensione anodica dei due tubi di una medesima quantità ΔV. La figura 13 rivela

che la variazione della corrente anodica che si ha nei due tubi è profondamente diversa: quella del pentodo ($\Delta I_a'$) è così piccola di fronte a quella del triodo ΔI_a da potersi appena apprezzare per via grafica. Confondendo le caratteristiche, nell'intorno del punto P_0, con le loro tangenti (6), cioè assumendo che nell'intorno di P_0 valga la legge di Ohm fra le variazioni della corrente anodica e le variazioni della tensione anodica, dalla figura 13 si deduce che il pentodo ha nel punto P_0 una *conduttanza*

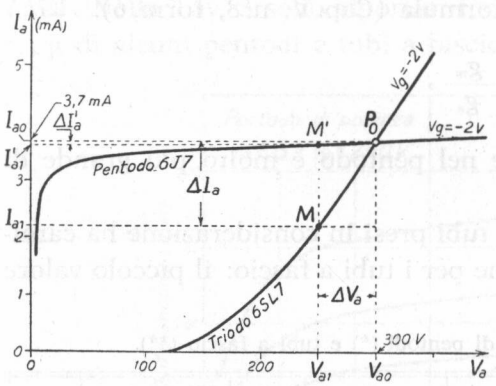


Fig. 13 — Caratteristiche anodiche, relative alla tensione di griglia $V_g=-2$ V, del pentodo *6J7* ($V_s=100$ V) e del triodo *6SL7*. Se ai due tubi è applicata la tensione anodica $V_{ao}=300$ V, la corrente anodica risulta la medesima, $I_{ao}=3{,}7$ mA; ma se si fa variare la tensione anodica attorno al valore V_{ao}, il comportamento dei due tubi è nettamente diverso.

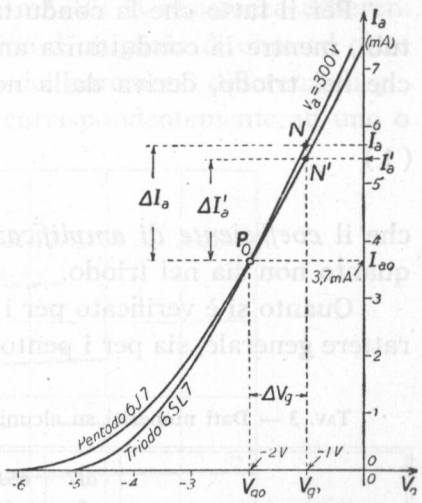


Fig. 14 — Caratteristiche mutue, relative a $V_a=300$ V, del pentodo *6J7* ($V_s=100$ V) e del triodo *6SL7*. Esse sono molto simili e ciò dimostra che il comportamento dei due tubi è sostanzialmente il medesimo di fronte alle variazioni di V_g.

anodica differenziale g_a molto minore di quella del triodo e quindi una *resistenza anodica differenziale* r_a molto più elevata: mentre la resistenza anodica differenziale del triodo è dell'ordine della trentina di kΩ, quella del pentodo è dell'ordine del megaohm.

Supponiamo ora di mantenere costante la tensione anodica al valore $V_{ao}=300$ V e di far variare, invece, la tensione di griglia attorno al valore $V_{go}=-2$ V. Per questo consideriamo le caratteristiche mutue del pentodo e del triodo relative alla tensione $V_{ao}=300$ (7), le quali sono ri-

(6) - Cap. IV, n. 11, fig. 33; Cap. V, n. 8, fig. 30.

(7) - Ottenibili dalle caratteristiche anodiche della figura 12 col metodo grafico della figura 15 del Cap. V, n. 3.

portate nella figura 14; esse sono molto simili l'una all'altra, e ciò dimostra che, di fronte alle variazioni della tensione di griglia, il comportamento del pentodo *6J7* è sostanzialmente il medesimo del triodo *6SL7*. In particolare, la *conduttanza mutua* g_m nel punto P_o (definita, al solito, come coefficiente angolare della tangente alla caratteristica mutua nel punto P_o) ha valori dello stesso ordine di grandezza sia nel triodo che nel pentodo.

Per il fatto che la conduttanza mutua g_m ha valore analogo nei due tubi, mentre la conduttanza anodica g_a è molto più piccola nel pentodo che nel triodo, deriva dalla nota formula (Cap. V, n. 8, form. 6):

$$(1) \qquad \mu = \frac{g_m}{g_a} ,$$

che il *coefficiente di amplificazione* nel pentodo è molto più grande di quanto non sia nel triodo.

Quanto si è verificato per i due tubi presi in considerazione ha carattere generale, sia per i pentodi che per i tubi a fascio: il piccolo valore

TAV. 3 — Dati numerici su alcuni tipi di pentodi (*) e tubi a fascio (**).

	6J7 *	*6SJ7* *	*6SK7* *	*6AU6* *		*6F6* *	*6V6* **	*6L6* **	
Tensione accensione	6,3	6,3	6,3	6,3		6,3	6,3	6,3	V
Corrente accensione	0,3	0,3	0,3	0,3		0,7	0,45	0,9	A
Tensione anodica (V_{ao})	100	100	250	100	250	250	250	250	V
Tensione di griglia (V_{go})	−3	−3	−3	−1	−1	−16,5	−12,5	−14	V
Tensione di schermo (V_s)	100	100	100	100	150	250	250	250	V
Corrente anodica (I_{ao})	2	2,9	9,2	5,2	10,8	34	45	72	mA
Corrente di schermo (I_s)	0,5	0,9	2,6	2	4,3	6,5	4,5	5	mA
g_m	1,18	1,58	2	3,9	5,2	2,5	4,1	6	mA/V
r_a	1000	700	800	500	1000	80	52	22,5	kΩ
μ	1180	1100	1600	1950	5200	200	213	135	
Capacità placca-griglia	0,005	0,005	0,003	0,003		0,02	0,7	—	pF
Capacità placca-catodo	12	7	7	5		13	7,5	—	pF
Capacità griglia-catodo	7	6	6	5,5		6,5	9	—	pF

di g_a ed il grande valore di r_a e di μ sono conseguenza dell'azione dello schermo che riduce, oltre che l'effetto capacitivo delle variazioni della tensione di placca sulla griglia (n. 1), anche l'effetto di comando di tali variazioni sulla carica spaziale catodica. Avviene allora che ad una forte

azione schermante (ottenuta con magliatura fitta della griglia schermo) corrisponde sia una piccola capacità fra placca e griglia, sia un forte valore di r_a e μ; piccola influenza risente, invece, la conduttanza mutua, perchè l'effetto della griglia sulla carica spaziale elettronica si esercita indipendentemente dalla presenza dello schermo, che risulta esterno rispetto alla griglia ed alla carica spaziale catodica.

Il valore della conduttanza mutua g_m nei pentodi moderni ha valori di qualche mA/V, da *1* ad una decina di mA/V; la resistenza differenziale anodica è compresa fra qualche decina di migliaia di ohm ed oltre *1* MΩ. Nella Tav. 3 sono riportati i valori dei parametri differenziali g_a, r_a, μ di alcuni pentodi e tubi a fascio ([8]) corrispondentemente ad uno o

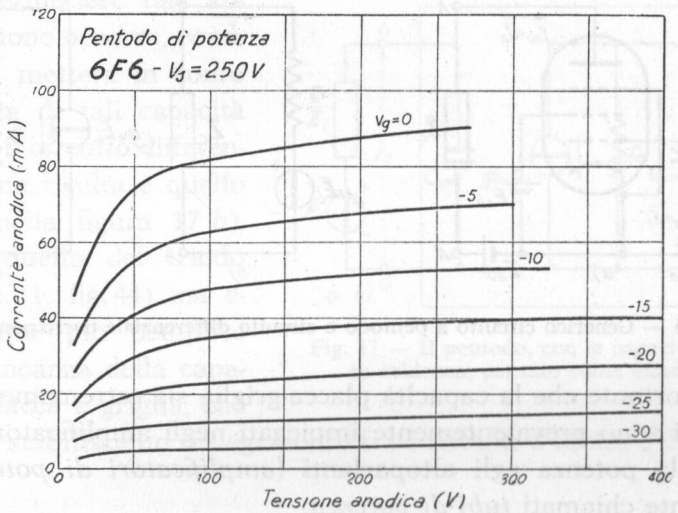


Fig. 15 — Caratteristiche statiche anodiche del pentodo di potenza *6F6* (V_s=*250* V).

due punti di funzionamento, caratterizzati dai valori di V_{ao}, V_{go}, V_s; per ogni tubo è anche indicato il valore delle capacità interelettrodiche ([9]).

Nei primi quattro tubi si ha un valore assai piccolo della capacità

([8]) - I pentodi, come i triodi, possono essere distinti in *trasmittenti* e *riceventi*: i dati della Tav. 3 si riferiscono ai soli tubi riceventi, mentre dei tubi trasmittenti sarà detto nel Vol. II, in relazione al loro impiego.

([9]) - La capacità C_{pk} congloba in sè, oltre l'effettiva capacità fra placca e catodo, anche la capacità fra placca e soppressore (che è collegato direttamente al catodo) e la capacità fra placca e schermo, che è collegato al catodo tramite la batteria E_{so}; analogamente, la capacità C_{gk} congloba in sè anche la capacità fra griglia e schermo.

fra placca e griglia e grande valore di r_a e μ; si tratta di pentodi fortemente *schermati*, che sono spesso denominati *pentodi di alta frequenza*, destinati principalmente ad essere usati con segnali che contengono componenti di alta frequenza. Gli ultimi tre tubi (rispettivamente, un pentodo e due tubi a fascio) presentano, invece, una resistenza anodica differenziale r_a relativamente bassa ed una capacità fra placca e griglia non piccolissima, il che denota un modesto effetto dello schermo; a ciò corrisponde un'inclinazione maggiore delle caratteristiche anodiche (figg. 11, 15) rispetto al caso di tubi fortemente schermati (figg. 6, 8, 12). I tubi in esame sono destinati ad operare con segnali di bassa frequenza, per i quali non è

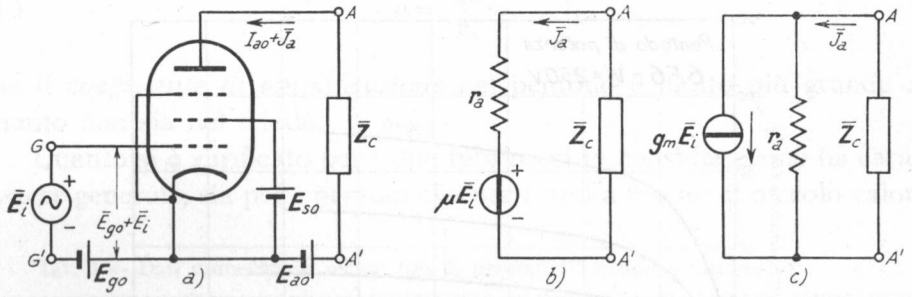


Fig. 16 — Generico circuito a pentodo e circuito differenziale corrispondente.

molto importante che la capacità placca-griglia sia estremamente esigua; poichè essi sono prevalentemente impiegati negli amplificatori destinati a fornire la potenza agli altoparlanti (*amplificatori di potenza*) sono normalmente chiamati *tubi di potenza*.

Per l'applicazione del metodo del circuito differenziale al pentodo ed al tubo a fascio non c'è nulla di sostanziale da aggiungere a quanto è già stato detto per il triodo (Cap. V, nn. 9-11). Dato, ad esempio, il circuito *a*) della figura 16 (corrispondente alla figura 41 del Cap. V, n. 10), se il segnale applicato alla griglia ha ampiezza sufficientemente piccola, così che il comportamento sia lineare, si calcola dapprima il *circuito di riposo*, considerando al posto di $\bar{Z}_c$ la sua resistenza in corrente continua (Cap. V, n. 10, fig. 40 *b*); col metodo della retta di carico si individua il *punto di riposo*, nel quale si determinano poi i valori dei parametri differenziali r_a, g_m e $\mu = r_a g_m$. Servendosi di questi valori è allora possibile disegnare il *circuito differenziale* in cui il tubo è sostituito da un generatore di f. e. m. $\mu\bar{E}_i$, corrente di cortocircuito $g_m\bar{E}_i$ e resistenza in-

terna $\mu\overline{E}_i/g_m\overline{E}_i=\mu/g_m=r_a$: si ottengono lo *schema serie* (fig. 16 *b*) o lo *schema parallelo* (fig. 16 *c*), che possono essere usati indifferentemente a seconda della comodità.

Gli schemi valgono nell'ipotesi che la frequenza di lavoro sia così bassa che non sia necessario tenere conto delle capacità parassite ([10]). Se invece la frequenza è tale da non permettere tale approssimazione occorre, come nei triodi, mettere in conto la presenza di tali capacità (fig. 17 *a*); il circuito differenziale che ne risulta è quello indicato nella figura 17 *b*), simile a quello del triodo (Cap. V, n. 11, fig. 44) ma estremamente più semplice per la mancanza della capacità fra placca e griglia, che nel triodo stabilisce un collegamento fra i circuiti d'uscita e d'entrata ([11]).

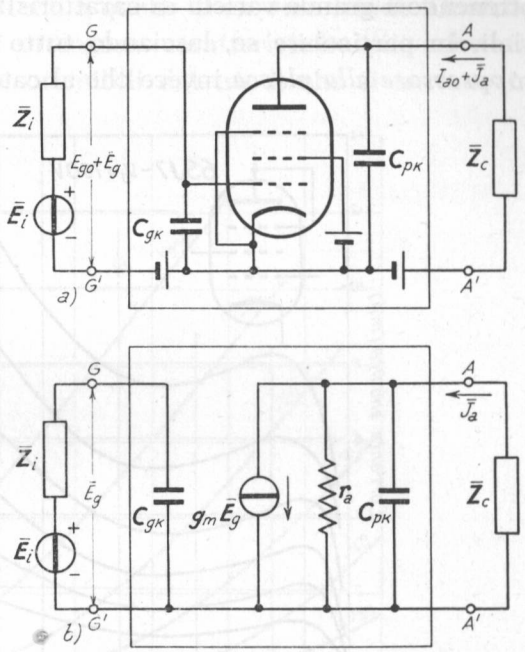


Fig. 17 — Il pentodo, con le capacità parassite in evidenza, pensato come quadripolo.

5. — Trasformazione del pentodo in tetrodo e triodo: varie possibilità di collegamento degli elettrodi.

Il pentodo (e, in minor misura, anche il tubo a fascio), grazie alla sua complessa struttura, è un tubo assai versatile: lo schermo ed il sop-

---

([10]) - Negli schemi della figura 16 è anche implicita l'ipotesi che non vi sia corrente di griglia: la tensione continua di griglia è allora $V_{g0}=E_{g0}$ e la tensione alternata è $\overline{E}_g=\overline{E}_i$, qualunque sia l'impedenza interna del generatore del segnale d'ingresso.

([11]) - Nella figura 17 *b*) si è considerato lo schema parallelo del generatore differenziale equivalente: uno schema analogo si otterrebbe usando lo schema serie (fig. 16 *b*). Si noti che nella figura 17 la tensione alternata $\overline{E}_g$ applicata alla griglia è diversa dalla f. e. m. $\overline{E}_i$ del generatore del segnale, a causa della caduta provocata in $\overline{Z}_i$ dalla corrente che fluisce in C_{gk}.

pressore possono essere usati in maniera diversa da quella normale (soppressore collegato al catodo, schermo e potenziale positivo costante), ottenendosi grande varietà di caratteristiche, adatte per applicazioni speciali. In particolare se, lasciando tutto il resto inalterato, *si collega il soppressore alla placca* invece che al catodo, *si ottiene un tetrodo* (il cui

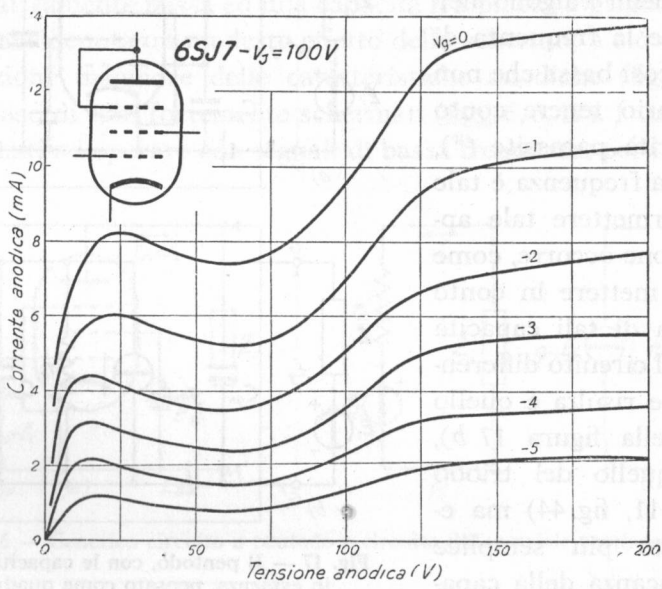


Fig. 18 — Caratteristiche anodiche del tetrodo ottenuto dal pentodo *6SJ7* collegando il soppressore alla placca.

anodo è costituito dalla combinazione della placca e del soppressore): nella figura 18 sono mostrate le caratteristiche anodiche del tubo *6SJ7* in questo caso. Il confronto fra queste caratteristiche (che sono quelle di un tetrodo) e quelle del pentodo originario, mostra la profonda differenza esistente fra il comportamento del tetrodo e del pentodo. L'insellatura che si verifica nelle caratteristiche è conseguenza dell'emissione secondaria ed è la causa degli inconvenienti che limitano l'uso del tetrodo.

Il collegamento descritto ha interesse più concettuale che pratico: è invece spesso utilizzato in pratica il *collegamento dello schermo e del soppressore colla placca. Si ottiene allora un triodo* di cui l'anodo è costituito dalla combinazione della placca, dello schermo e del soppressore; la stessa cosa può ottenersi coi tubi a fascio, collegando semplicemente lo schermo alla placca. Nella figura 19 è mostrata la famiglia

delle caratteristiche statiche anodiche del triodo ottenuto collegando schermo e soppressore alla placca del pentodo di potenza *6F6* (fig. 15); le caratteristiche sono del tutto simili a quelle di un vero triodo. Qualche volta, operando in tal modo, si ottengono caratteristiche più adatte a particolari applicazioni di quelle ottenibili dai triodi che si trovano in

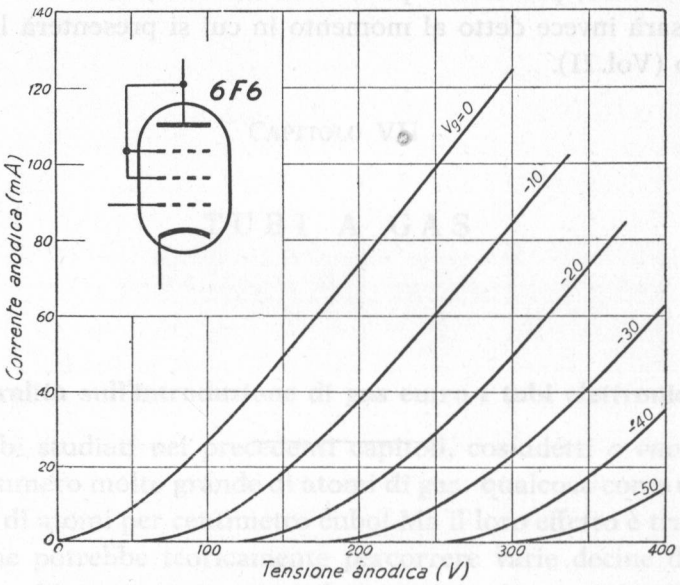


Fig. 19 — Caratteristiche statiche anodiche del triodo ottenuto dal pentodo *6F6* collegando lo schermo ed il soppressore alla placca.

commercio. È superfluo aggiungere che lo stesso metodo può essere adoperato per ottenere un diodo da uno qualunque dei tubi studiati.

Un altro modo non convenzionale per usare il pentodo od il tubo a fascio è quello di *considerare il complesso schermo-griglia-catodo* come *un triodo*, di cui lo schermo costituisce la placca. Si tratta peraltro di una placca traforata, da cui fuoriesce il grosso degli elettroni provenienti dal catodo; tali elettroni giungono sull'effettivo collettore e svolgono la loro ordinaria funzione nel circuito anodico. In qualche applicazione — che ora non potrebbe essere compresa — si riesce, coll'artifizio sopradetto, a far compiere al pentodo *due* operazioni, che altrimenti dovrebbero essere affidate a due tubi separati (Vol. II, Cap. VI, n. 5).

In talune applicazioni il soppressore non è connesso direttamente al catodo e viene utilizzato — al modo stesso della griglia di controllo —

per controllare il flusso di elettroni che, oltrepassato lo schermo, si dirigono verso la placca ([12]). In tali condizioni il tubo si comporta, in certo modo, come se avesse due griglie di comando separate e distinte; la versatilità che ne deriva è notevole, ma lo scopo si raggiunge meglio con tubi speciali, costruiti appositamente con due griglie di comando separate. Sarebbe, peraltro, prematuro parlare di tali tubi, della cui struttura e proprietà sarà invece detto al momento in cui si presenterà la necessità di impiego (Vol. II).

([12]) - Quando il soppressore è a potenziale zero rispetto al catodo, la corrente elettronica lo attraversa indisturbata; se si applicano fra soppressore e catodo tensioni negative, crescenti in valore assoluto, il soppressore respinge gli elettroni e la corrente diminuisce progressivamente fino ad annullarsi. Gli elettroni respinti tornano verso lo schermo e vengono da questo catturati; perciò il comando del soppressore sulla corrente anodica si esercita *modificando la ripartizione* degli elettroni fra la placca e lo schermo.

CAPITOLO VII

TUBI A GAS

1. — Generalità sull'introduzione di gas entro i tubi elettronici.

Nei tubi studiati nei precedenti capitoli, cosiddetti *a vuoto*, vi è in realtà un numero molto grande di atomi di gas: qualcosa come una decina di miliardi di atomi per centimetro cubo! Ma il loro effetto è trascurabile: un elettrone potrebbe teoricamente percorrere varie decine di metri in un simile ambiente senza urtare alcun atomo. Siccome la distanza fra l'emettitore ed il collettore nei tubi ordinari è sempre assai piccola, la probabilità di urto è talmente piccola che l'effetto degli atomi di gas sul moto degli elettroni può del tutto trascurarsi.

Le cose cambiano notevolmente se nell'interno del tubo è introdotto un gas, a pressione anche abbastanza modesta, ad esempio dell'ordine di $0{,}1 \div 1$ mm di mercurio; in tali condizioni lo spazio che un elettrone può mediamente percorre senza urtare contro una molecola di gas (*cammino libero medio* dell'elettrone) diviene dell'ordine del millimetro, per cui nell'attraversare lo spazio interelettrodico può subire parecchi urti. In opportune condizioni (gas facilmente ionizzabile, tensione anodica sufficiente) ciò può produrre interessantissime modificazioni del comportamento dei tubi, rendendoli capaci di svolgere funzioni diverse da quelle dei tubi a vuoto spinto.

Inizieremo lo studio dei *tubi a gas* dal caso più semplice che è quello del *diodo a gas*.

2. — **Diodi a gas.**

I diodi a gas hanno un riempimento di *xeno* oppure di vapore di mercurio. Questo secondo caso, molto comune, è ottenuto introducendo entro il bulbo di vetro delle goccioline di mercurio: quando l'emettitore viene riscaldato, il mercurio evapora parzialmente, dando luogo ad una pressione che dipende molto dalla temperatura, ma a cui corrisponde un cammino libero medio degli elettroni dell'ordine del millimetro.

Quando il collettore è positivo di fronte all'emettitore, gli elettroni, usciti dall'emettitore per effetto termoionico, si dirigono verso la placca e subiscono nel loro cammino un gran numero di urti contro gli atomi del gas. Nonostante ciò, quando la tensione anodica è piuttosto bassa, la corrente anodica non è sensibilmente diversa da quella del corrispondente diodo a vuoto. Ma se la tensione anodica è sufficientemente alta, l'energia cinetica acquistata da ciascun elettrone (Cap. IV, n. 1) fra un urto e l'altro può essere tale da *ionizzare* gli atomi urtati; si ha allora la formazione di elettroni, che si dirigono verso la placca, e di ioni positivi, che si dirigono verso il catodo. Anche i nuovi elettroni, accelerati dal campo elettrico, possono provocare la ionizzazione degli atomi del gas contro cui urtano ed il processo acquista un carattere di autoesaltazione che conduce alla formazione di un gran numero di elettroni ed ioni positivi nello spazio fra anodo e catodo.

L'insieme di ioni positivi ed elettroni (in egual numero) e degli atomi neutri del gas, che occupa quasi completamente lo spazio intelelettrodico ([1]) si dice *plasma*: per la presenza delle cariche elettriche mobili, esso si comporta come un buon conduttore, il quale *riceve elettroni provenienti dall'emettitore e ne cede in egual numero alla placca*, conservando una composizione statistica costante ([2]). Ben si comprende, allora, che

([1]) - Rimane libera dalla ionizzazione una regione molto limitata che circonda il catodo come una guaina: ciò è dovuto al fatto che gli elettroni escono dal catodo con velocità praticamente nulla e devono percorrere, sotto l'azione acceleratrice del campo elettrico, un certo spazio prima di raggiungere la velocità sufficiente per produrre la ionizzazione degli atomi contro cui urtano.

([2]) - Nell'interno del *plasma* si producono continuamente coppie di ioni ed elettroni per il processo di ionizzazione di cui si è detto; vi è però una continua fuoruscita di entrambi, rispettivamente verso il catodo e verso la placca. Gli ioni positivi attraversano la guaina non ionizzata che circonda il catodo e cadono su questo; riacquistano allora l'elettrone mancante (uscito dal catodo per effetto termoionico) e tornano ad essere atomi

il numero di elettroni che giungono in media sulla placca per ogni secondo, dando luogo alla corrente anodica, non può essere maggiore del numero di quelli che escono dal catodo per effetto termoionico; se ne deduce, quindi, che *la corrente anodica non può superare l'intensità della corrente di saturazione del corrispondente diodo a vuoto* (Cap. IV, n. 8).

Rispetto al diodo a vuoto c'è, però, una differenza sostanziale: il valore di saturazione della corrente viene raggiunto quando la tensione anodica ha il valore di $10 \div 20$ V, sufficiente per dar luogo al suddetto processo di ionizzazione, mentre nel diodo a vuoto occorre una tensione di gran lunga più elevata. La ragione fisica di ciò è che nel tubo a vuoto esiste, fra catodo ed anodo, la *carica spaziale negativa* prodotta dagli elettroni emessi dal catodo; con la sua azione repulsiva essa limita il valore della corrente anodica e fa sì che occorra una forte tensione per ottenere la massima corrente che l'emettitore può fornire ad una determinata temperatura. Nei tubi a gas l'esistenza del plasma, che si comporta come un conduttore interposto fra anodo e catodo, fa sì che manchi praticamente l'effetto della carica spaziale; è allora sufficiente una tensione minima per far passare tutta la corrente che l'emettitore è in grado di produrre ([3]).

Le conseguenze sono notevoli: 1°) *la corrente raggiunge valori molto elevati con tensioni anodiche molto basse*; 2°) *la potenza dissipata nel*

---

neutri. Gli elettroni escono dal plasma dalla parte della placca e, raccolti da questa, danno luogo alla corrente anodica; intanto nel plasma vi è una continua entrata di elettroni che provengono dall'emettitore attraverso la guaina e formano il grosso dell'emissione termoionica. A regime, il numero degli elettroni che escono, e formano la corrente anodica, è pari alla somma degli elettroni che entrano attraverso la guaina e di quelli che neutralizzano gli ioni positivi caduti sul catodo. In tal modo il numero di coppie ioni-elettroni presenti nel plasma è mediamente costante; la ricombinazione dei medesimi entro il plasma avviene in misura molto limitata perchè la probabilità di formazione di un atomo neutro dall'incontro di un ione ed un elettrone risulta molto piccola.

([3]) - Più propriamente, avvengono due fatti: il plasma, essendo un buon conduttore, si comporta come un prolungamento della placca fino ad una distanza molto piccola dal catodo; basta, quindi, una tensione anche assai debole per creare un forte campo nell'intercapedine fra il plasma ed il catodo (guaina). Entro questa si muovono in gran numero gli elettroni, che si dirigono con forte velocità verso il plasma, ed in numero assai più piccolo gli ioni positivi, che cadono sul catodo con velocità molto minore a causa della massa enormemente maggiore di quella degli elettroni. Grazie al diverso tempo di percorrenza delle particelle, compensante il loro diverso numero, la carica spaziale positiva e negativa, mediamente presente nell'intercapedine, produce effetto complessivo praticamente nullo.

tubo, a parità di corrente, è molto minore che nel tubo a vuoto, appunto perchè la tensione anodica è assai più bassa (Cap. IV, n. 13). Nella figura 1 è messa a confronto la caratteristica anodica di un diodo a gas con quella del medesimo tubo a vuoto: per bassi valori della tensione anodica il comportamento dei due tubi è il medesimo, perchè la velocità degli elettroni non è sufficiente a provocare la ionizzazione del gas. Ma non appena la tensione anodica ha raggiunto il valore V_i a cui corrisponde la velocità capace di produrre la ionizzazione per urto (valore di *innesco*), la caratteristica del diodo a gas si distacca bruscamente da quella del tubo a vuoto, salendo quasi verticalmente verso il *valore di saturazione* della corrente.

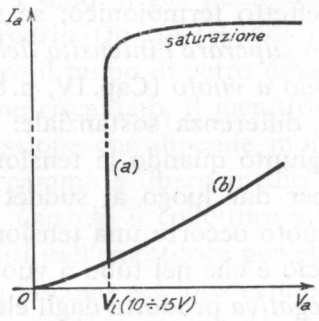


Fig. 1 — Confronto fra le caratteristiche di un diodo a gas (*a*) e di un diodo a vuoto (*b*).

3. — Proprietà dei diodi a gas.

La profonda differenza fra i diodi a gas e quelli a vuoto diviene assai evidente se in serie al diodo ed alla f. e. m. continua che l'alimenta è posta una resistenza R, come è indicato nello schema della figura 2 (4).

Si rivela infatti che, a differenza di quanto accade per i tubi a vuoto, la tensione V_a ai capi del diodo a gas *non dipende sensibilmente dal valore della resistenza*: ciò è mostrato chiaramente dalla costruzione della retta di carico, eseguita nella figura 2 relativamente a due resistenze diverse, l'una di valore doppio dell'altro. Nell'esempio di figura (diodo a gas *866* A), ad una tensione applicata $E_{ao}=200$ V corrisponde una caduta di tensione di *190* V nella resistenza (qualunque sia il suo valore) e di *10* V nel tubo; se è $R=1$ kΩ (punto P_o) la corrente nel circuito è $I_{ao} \cong 0{,}19$ A e ad essa corrisponde una potenza dissipata nel tubo $P_a = V_a I_{ao} \cong 1{,}9$ W, pari a circa il *5,25%* di quella nella resistenza R che è $P_r = V_r I_{ao} \cong 36$ W. Nel diodo a vuoto di cui nella figura 2 è riportata la caratteristica (tipo *217* A), per ottenere la medesima corrente anodica

(4) - Il punto nero nei simboli grafici dei tubi indica usualmente il riempimento gassoso.

(punto P_1) occorre una tensione anodica più di dieci volte maggiore e nello stesso rapporto aumenta la potenza dissipata.

Il fatto che la potenza dissipata nel diodo a gas, anche per correnti

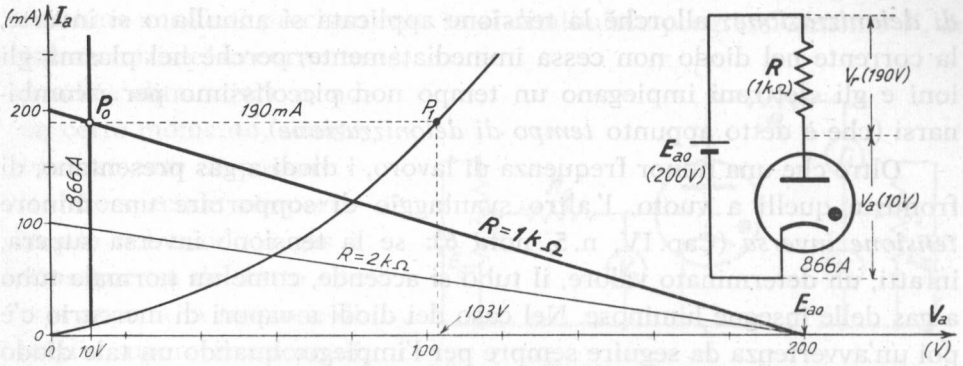


Fig. 2 — Diodo a gas (*866* A) collegato ad una f. e. m. continua tramite una resistenza: confronto con diodo a vuoto (*217* A).

forti, sia sempre relativamente modesta, permette di mantenere piuttosto piccole le dimensioni del collettore (placca), che è l'elettrodo su cui avviene la dissipazione in calore; per contro, per avere correnti forti, l'emettitore viene costruito con dimensioni ragguardevoli, onde presentare una vasta superficie emittente. Un esempio di struttura usata per il collettore e l'emettitore è indicato nella figura 3 (5): una struttura siffatta non potrebbe essere usata nei diodi a vuoto per la difficoltà che avrebbero gli elettroni per raggiungere il collettore; qui, invece, il *plasma* (che si comporta come un conduttore) estende, per così dire, l'anodo fino in prossimità dell'emettitore, adattandone ad esso la forma.



Fig. 3 — Struttura del collettore e dell'emettitore di un diodo a gas.

I diodi a gas sono normalmente usati nei *raddrizzatori* al posto dei diodi a vuoto (Cap. IV, nn. 5-6) quando sono in gioco potenze relativamente forti ed ha quindi importanza che la

(5) - L'emettitore è *ad accensione diretta* (Cap. IV, n. 3) ed è costituito da un nastrino di tungsteno con ricoprimento di ossidi alcalino-terrosi.

percentuale della potenza dissipata nei tubi sia la più piccola possibile. A differenza dei diodi a vuoto, che possono lavorare fino alle frequenze di migliaia di megahertz, i diodi a gas non possono operare a frequenze più alte di qualche chilohertz o decine di chilohertz, a causa del *tempo di deionizzazione*: allorchè la tensione applicata si annulla o si inverte, la corrente nel diodo non cessa immediatamente, perchè nel plasma gli ioni e gli elettroni impiegano un tempo non piccolissimo per ricombinarsi (che è detto appunto *tempo di deionizzazione*).

Oltre che una minor frequenza di lavoro, i diodi a gas presentano, di fronte a quelli a vuoto, l'altro svantaggio di sopportare una minore *tensione inversa* (Cap. IV, n. 5, nota 6): se la tensione inversa supera, infatti, un determinato valore, il tubo si accende, come un normale tubo a gas delle insegne luminose. Nel caso dei diodi a vapori di mercurio c'è poi un'avvertenza da seguire sempre per l'impiego: quando un tale diodo deve essere messo in funzione, occorre che la tensione anodica venga applicata qualche tempo dopo di quella di accensione dell'emettitore, allo scopo di permettere alla temperatura interna, e quindi alla pressione del vapore di mercurio, di avvicinarsi alle condizioni di regime.

4. — Triodi a gas (Thyratron).

I triodi a gas, noti col nome di *thyratron*, sono sostanzialmente dei diodi a gas (vapore di mercurio, argon o altri gas inerti) con un elettrodo di controllo (*griglia*). Il loro funzionamento è profondamente diverso di quello dei triodi a vuoto e ciò può essere messo in evidenza mediante la disposizione circuitale indicata nella figura 4.

Assegnamo alla tensione anodica un valore positivo fisso, ad esempio $V_a = 80$ V ([6]), ed alla tensione di griglia un valore negativo assai forte, oltre la tensione di interdizione che il tubo avrebbe in assenza di gas; in queste condizioni nel tubo non circola corrente. Se il valore assoluto della tensione negativa di griglia è progressivamente ridotto, in corrispondenza ad un certo valore di tensione ($V_{gi} = -10$ V) — sensibilmente coincidente con la tensione di interdizione dello stesso triodo a cui fosse tolto il gas — la corrente anodica passa bruscamente dal valore zero

---

([6]) - L'esempio si riferisce al thyratron di cui nella figura 6 è fornita la *caratteristica di controllo*.

ad un alto valore I_{ao}. Da questo momento *qualunque variazione della tensione di griglia non ha più effetto sulla corrente anodica*: per quanto si porti la tensione di griglia a valori negativi assai forti, la corrente non diminuisce dal valore I_{ao}. Essa può essere fatta variare agendo sulla tensione anodica; precisamente se si diminuisce progressivamente V_a dal valore iniziale, la corrente anodica diminuisce e, ad un certo momento, smette bruscamente di passare.

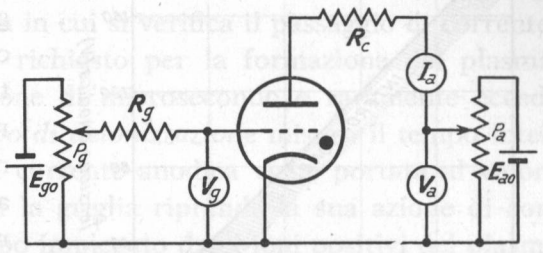


Fig. 4 — Circuito per lo studio sperimentale del funzionamento del thyratron.

Lo speciale comportamento del triodo a gas è conseguenza del fatto che non appena la tensione di griglia supera il valore di interdizione e gli elettroni cominciano a fluire verso la placca, essi provocano il processo di ionizzazione di cui si è detto nel n. 2 e la conseguente formazione del *plasma* nella regione interposta fra placca e catodo. Numerosi ioni positivi del plasma sono attratti dalla griglia, che è negativa, e la circondano di una carica spaziale positiva, distruggendo, così, la sua capacità di controllare la corrente anodica ([7]); nello stesso tempo, la presenza del plasma neutralizza la carica spaziale negativa, rendendo così possibile il fluire di un'intensa corrente anodica.

In definitiva, il comportamento è divenuto quello medesimo di un diodo a gas ([8]): come in questo, la caratteristica anodica è del tipo della figura 1 ed il valore della corrente anodica dipende dal valore della tensione di alimentazione E_{ao} e della resistenza in serie (fig. 2). La corrente anodica può essere annullata solamente diminuendo la tensione applicata

([7]) - Gli ioni positivi del plasma che vengono a contatto con la griglia, strappano da questa elettroni e si neutralizzano; si ha dunque una corrente di griglia (con verso uscente dalla griglia verso il circuito esterno), la quale potrebbe raggiungere valori anche assai elevati se non venisse limitata ponendo in serie alla griglia una resistenza R_g, come è indicato nella figura 4.

([8]) - La costruzione dei thyratron si uniforma a quella dei diodi a gas (n. 3, fig. 3): la placca è spesso un piccolo disco, il catodo ha superficie emittente molto ampia. La griglia, poi, non è una spirale, come nei tubi a vuoto, ma un disco metallico forato, che divide nettamente la regione catodica da quella anodica per evitare che l'innesco avvenga indipendentemente dall'azione controllante della griglia.

alla placca ad un valore tale che l'energia cinetica degli elettroni che ne risulta sia insufficiente a mantenere la ionizzazione.

Annullata la corrente e cessata la ionizzazione, la griglia riprende la propria capacità di controllo: così, nell'esempio dianzi considerato, assegnata alla griglia la tensione $V_g = -10$ V e facendo crescere progressivamente la tensione anodica, la corrente non passa fino a che V_a non ha superato il valore 80 V a cui corrisponde, come tensione d'interdizione, $V_{gi} = -10$ V.

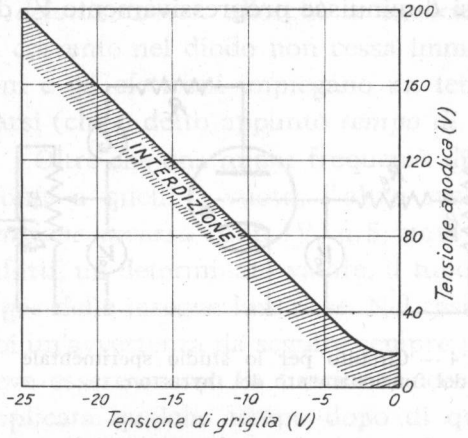


Fig. 5 — Tipica *caratteristica di controllo* di un thyratron.

Operando in questo modo, può determinarsi per ogni valore della tensione di griglia il valore minimo della tensione anodica a cui inizia il passaggio di corrente; viceversa, per ogni valore di tensione anodica, può determinarsi il valore di tensione di griglia occorrente per passare dall'interdizione alla conduzione della corrente anodica. Portando, in un diagramma cartesiano, in ascisse i valori della tensione di griglia ed in ordinate i corrispondenti valori della tensione anodica, si ottiene una curva — di cui un esempio tipico è indicato nella figura 5 — che è chiamata *caratteristica di controllo* del thyratron; essa è, propriamente, quella particolare caratteristica di controllo che nei triodi a vuoto abbiamo chiamato *caratteristica di interdizione* (Cap. V, n. 2, fig. 11). Variazioni di temperatura ed altre cause rendono assai incostante la caratteristica di controllo, per cui non la si indica normalmente con una linea (fig. 5), ma piuttosto come una fascia (fig. 6): il tubo è certamente interdetto nella zona sottostante alla fascia

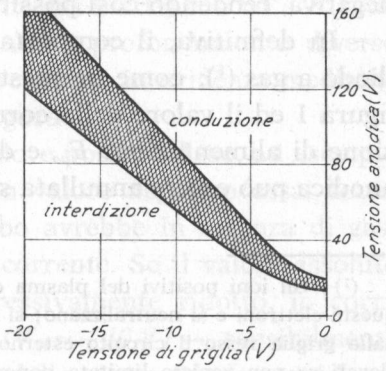


Fig. 6 — Fascia di incertezza della caratteristica di controllo.

e conduttore nella zona soprastante, mentre è incerto il funzionamento entro la fascia.

Per completare il quadro del funzionamento del thyratron occorre aggiungere che i passaggi dalla fase di interdizione a quella di conduzione e viceversa *non sono istantanei.* Si chiama *tempo di ionizzazione* di un thyratron il tempo intercorrente fra l'istante in cui si raggiunge la condizione d'innesco e quella in cui si verifica il passaggio di corrente; esso è praticamente il tempo richiesto per la formazione del plasma, che è normalmente una frazione di microsecondo e raramente eccede qualche microsecondo. Il *tempo di deionizzazione* misura il tempo intercorrente fra l'istante in cui la corrente anodica viene portata al valore di disinnesco e l'istante in cui la griglia riprende la sua azione di controllo; esso rappresenta il tempo impiegato dagli ioni positivi del plasma per ricombinarsi con gli elettroni. Il tempo di deionizzazione dipende da molti fattori, come la natura del gas (è minimo nei thyratron all'idrogeno), la sua pressione, la conformazione degli elettrodi; per i tubi correnti è dell'ordine di $100 \div 1000\ \mu sec$ ed è quindi notevolmente più lungo del tempo di ionizzazione.

5. — Esempio di applicazione del thyratron: oscillatore a denti di sega.

Per quanto abbiamo visto nel paragrafo precedente, il thyratron si comporta come una sorta di interruttore che, quando si raggiunge una particolare relazione fra le tensioni di placca e di griglia, si chiude bruscamente e che si apre se si abbassa convenientemente la tensione anodica. È sostanzialmente con questo tipo di funzionamento che i tyratron sono usati nei circuiti elettronici: per rendercene conto, considereremo qui un esempio particolare, che ci chiarirà anche l'utilità della *caratteristica di controllo* introdotta nel paragrafo precedente.

Il circuito che prenderemo in considerazione (fig. 7) è il cosidetto *oscillatore a denti di sega* che è impiegato, in particolare, nell'oscillografo catodico (Cap. XV). Per comprenderne il funzionamento supponiamo, per un momento, che il thyratron non esista: in tali condizioni il condensatore C si caricherebbe attraverso R con legge esponenziale (curva m della figura 7), fino a raggiungere la tensione E_{a0}, ad esempio 300 V. Allorchè ai capi di C è presente il thyratron, il fenomeno è profondamente modificato: quando, infatti, il condensatore ha raggiunto una tensione V_i tale che il thyratron lasci passare corrente, avviene la scarica di C.

Nell'ipotesi che il thyratron sia quello medesimo a cui si riferisce la figura 7 e che E_{go} abbia il valore -20 V, la *tensione d'innesco* V_i ha il valore *160* V. In conseguenza dell'intensa corrente che attraversa il thyratron, il condensatore si scarica in tempo brevissimo e la tensione di placca si abbassa ad un valore tale da non essere più capace di mantenere la ionizzazione (*tensione di disinnesco*, V_d, dell'ordine di $15 \div 20$ V). Il thyratron allora non lascia più passare corrente ed il condensatore riprende a caricarsi con la costante di tempo RC; di nuovo quando la sua tensione riprende il valore $V_i = 160$ V, si ha la scarica e il processo si ripete. Si ottiene in tal modo ai capi del condensatore la tensione oscillatoria con andamento a denti di sega indicata nella figura 7 *b*), di cui si comprenderà l'utilità nel Cap. XV. Agendo sulla costante di tempo RC si può fare in modo che la frequenza dell'oscillazione vari fra pochi hertz e varie migliaia di hertz; al di sopra di una cinquantina di chilohertz, però, il thyratron non funziona più correttamente a causa dei ritardi che nascono nei processi di ionizzazione e, soprattutto, di deionizzazione del gas, di cui abbiamo parlato nel paragrafo precedente.

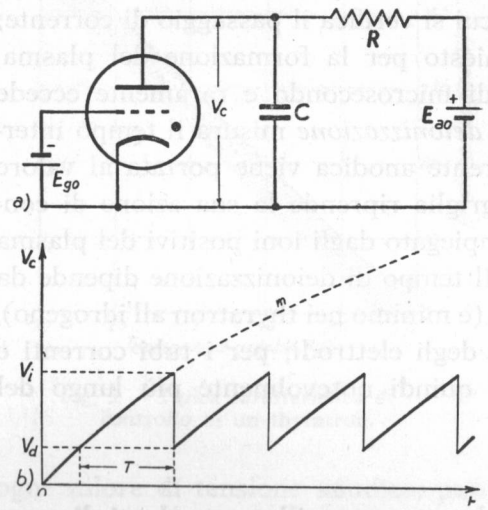


Fig. 7 — Oscillatore a denti di sega e relativo diagramma della tensione ai capi del condensatore C.

6. — **Diodi a gas a catodo freddo.**

Un diodo a gas *a catodo freddo* è un tubo a gas che non sfrutta l'emissione termoionica per produrre la corrente. I suoi elettrodi sono semplici cilindrici coassiali; la struttura ed il simbolo sono indicati nella figura 8.

Supponiamo di applicare fra il cilindro esterno e quello interno una tensione V_a per mezzo di una sorgente di f. e. m. continua E ed una resi-

stenza R_s, come è indicato nella figura 9. Facendo variare E si nota che, per bassi valori di V_a, passa nel tubo una corrente estremamente debole (generalmente, una frazione di μA), fino a che V_a non ha raggiunto un determinato valore V_i (*tensione di innesco*) superiore al centinaio di volt; superata appena tale condizione, si ha l'*innesco* della cosidetta *scarica a bagliore*, a cui corrisponde un immediato, forte aumento della corrente ed una brusca riduzione della tensione V_a ai capi del tubo. Aumentando ulteriormente il valore di E, la corrente aumenta rapidamente, mentre la tensione ai capi del tubo cresce, ma molto leggermente. In corrispondenza all'innesco della scarica il gas si illumina in una piccola zona interposta fra elettrodi; all'aumentare della corrente la luminosità si estende progressivamente, occupando tutto lo spazio compreso fra gli elettrodi.

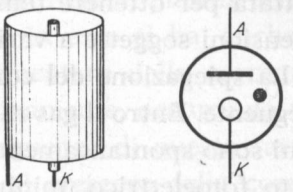


Fig. 8 — Struttura e simbolo di un diodo a gas *a catodo freddo*.

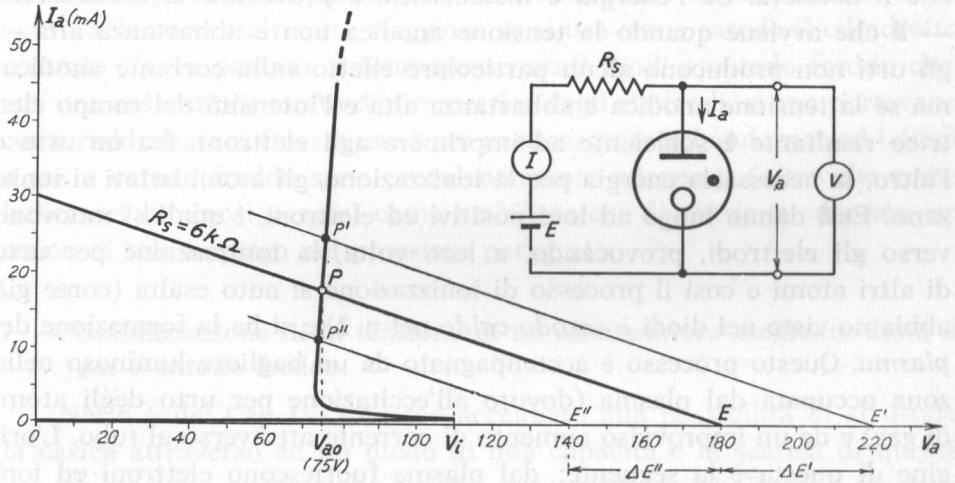


Fig. 9 — Caratteristica di un diodo a gas a catodo freddo.

La legge di variazione della corrente in funzione della tensione fra gli elettrodi del tubo — ottenuta riportando in ascisse il valore della tensione misurata col voltmetro V ed in ordinate il valore della corrente misurata col milliamperometro I — risulta del tipo indicato nella figura 9.

La costruzione della retta di carico relativa alla resistenza R_s mostra che, per variazioni ΔE anche assai forti della tensione applicata, la tensione V_a ai capi del tubo subisce delle variazioni piccolissime finchè il punto di funzionamento P rimane entro il tratto rettilineo ascendente della caratteristica. Vedremo nel paragrafo seguente come questa proprietà viene sfruttata per ottenere tensioni continue praticamente costanti partendo da tensioni soggette a variazioni anche abbastanza rilevanti.

La spiegazione del comportamento del tubo è approssimativamente la seguente. Entro il gas rarefatto che riempie il tubo (neon, argon) alcuni atomi sono spontaneamente ionizzati per cause varie (radiazione cosmica, effetto fotoelettrico, minime tracce di radioattività); sotto l'azione del campo elettrico prodotto dall'applicazione della tensione V_a fra gli elettrodi, i pochi elettroni ed ioni positivi si dirigono rispettivamente verso l'elettrodo positivo (anodo) e negativo (catodo), dando luogo ad una debolissima corrente.

Nel loro moto gli elettroni e gli ioni positivi urtano contro gli atomi neutri del gas, cedendo l'energia cinetica acquistata dal campo elettrico che li accelera. Se l'energia è insufficiente a provocare la ionizzazione — il che avviene quando la tensione anodica non è abbastanza alta — gli urti non producono alcun particolare effetto sulla corrente anodica; ma se la tensione anodica è abbastanza alta e l'intensità del campo elettrico risultante è sufficiente ad imprimere agli elettroni, fra un urto e l'altro, la necessaria energia per la ionizzazione, gli atomi urtati si ionizzano. Essi danno luogo ad ioni positivi ed elettroni, i quali si muovono verso gli elettrodi, provocando, a loro volta, la ionizzazione per urto di altri atomi e così il processo di ionizzazione si auto esalta (come già abbiamo visto nei diodi *a catodo caldo* nel n. 2) e si ha la formazione del *plasma*. Questo processo è accompagnato da un bagliore luminoso nella zona occupata dal plasma (dovuto all'eccitazione per urto degli atomi di gas) e da un improvviso aumento di corrente attraverso al tubo. L'origine di questa è la seguente: dal plasma fuoriescono elettroni ed ioni positivi che, cadendo sul catodo, strappano elettroni da questo (9) e si

(9) - Si tratta di un'emissione di elettroni *a freddo* (Cap. IV, n. 2) dovuta all'intenso campo elettrico prodotto sulla superficie dell'elettrodo dalla vicinanza degli ioni positivi. A questo fenomeno si aggiunge anche l'*emissione secondaria* (Cap. IV, n. 2; Cap. VI, n. 1) dovuta all'urto degli ioni contro l'elettrodo; se poi questo si scalda, si può avere addirittura l'emissione termoionica ed allora il diodo finisce per divenire *a catodo caldo*.

neutralizzano; nel contempo, entro il plasma continuano a nascere per urto altre coppie di ioni positivi ed elettroni, per cui, a regime, si ha una composizione del plasma ed una corrente anodica che si mantengono costanti.

La diminuzione della tensione ai capi del tubo, che segue l'innesco (corrispondente alla tensione V_i) è dovuta al fatto che il plasma è molto conduttore e perciò la caduta di tensione che in esso si ha, anche per correnti forti, è relativamente piccola. All'aumentare della corrente la zona occupata dal plasma si estende progressivamente, occupando tutto lo spazio compreso fra gli elettrodi; in conseguenza di questo fatto la resistenza presentata dal plasma diminuisce al crescere della corrente e ciò fa sì che la tensione ai capi del tubo cresca molto poco all'aumentare della corrente stessa, come appare dalla figura 9.

Il diodo a gas a catodo freddo non è un conduttore unidirezionale come il diodo a catodo caldo, in quanto non esiste un emettitore che costituisca la sorgente degli elettroni. Comunque, la diversa forma e dimensione degli elettrodi fa sì che la corrente risulti maggiore in un verso che nell'altro; in particolare, se la struttura è cilindrica come nella figura 8, la corrente risulta maggiore se si usa come catodo il cilindretto centrale ([10]). In passato si sono spesso usati diodi a catodo freddo che, con una costruzione molto dissimmetrica degli elettrodi, si comportavano come raddrizzatori. Questo uso è ora praticamente abbandonato ed i diodi a gas a catodo freddo sono prevalentemente adoperati (oltre che come indicatori luminosi o *spie*) come *stabilizzatori di tensione*: daremo un cenno di tale impiego nel prossimo paragrafo.

7. — Stabilizzazione della tensione di un alimentatore mediante diodi a gas a catodo freddo.

Nel n. 6 del Cap. IV abbiamo accennato alla possibilità di sfruttare la carica attraverso ad un diodo di una capacità e la scarica di questa su una resistenza per ottenere *alimentatori* capaci di fornire tensione e corrente continua ad apparecchi utilizzatori, prelevando la necessaria energia della rete a corrente alternata; il semplice schema di alimentatore allora indicato (fig. IV, 12 *b*) è ridisegnato nella figura 10 *a*).

([10]) - Ciò è facilitato dal fatto che spesso la superficie esterna del cilindretto è ricoperta da sostanze che favoriscono lo strappamento di elettroni da parte degli ioni positivi.

Tale alimentatore — come anche quelli più perfezionati, che esamineremo nel Cap. XIV — si comporta di fronte alla resistenza di utilizzazione R_u ([11]) come un generatore di tensione continua (fig. 10 *b*) la cui f. e. m. ha un valore legato all'ampiezza della tensione di rete ([12]); deriva da ciò che la tensione ai morsetti di R_u non ha valore rigorosamente costante, ma subisce variazioni in concomitanza alle inevitabili fluttuazioni della tensione di rete.

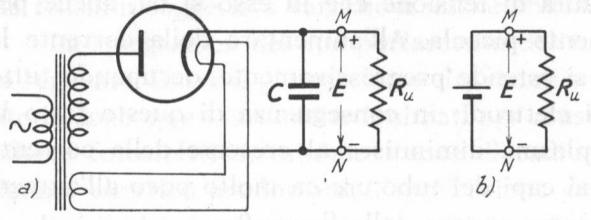


Fig. 10 — Semplice alimentatore.

Per ovviare a questo inconveniente, che in alcune applicazioni è assai grave, si trae spesso profitto della proprietà dei tubi a gas a catodo freddo (messa in luce nel paragrafo precedente in relazione alla figura 9) di produrre cadute di tensione ai loro capi praticamente costanti partendo da tensioni soggette a variazioni anche rilevanti: si costruiscono, a questo scopo, tubi speciali detti *stabilizzatori* o *regolatori di tensione*, nei quali, con una scelta opportuna del gas (neon, elio, argon o miscele dei tre gas), della sua pressione e della costituzione degli elettrodi, si fa in modo che il tratto utile della caratteristica sia assai esteso e molto ripido e cada, inoltre, nell'intorno di tensioni prefissate (*tensione normale di lavoro*) che sono normalmente *75* V, *90* V, *105* V e *150* V.

Il metodo più semplice per sfruttare i sopradetti tubi a gas nella stabilizzazione degli alimentatori è quello di usare lo schema stesso della figura 9, disponendo l'alimentatore al posto del generatore E e collegando la resistenza di utilizzazione R_u direttamente ai capi del tubo: un circuito di tale tipo è indicato nella figura 11 *a*). Con la disposizione indicata si riesce ad ottenere una notevole invariabilità della tensione ai capi di R_u, non soltanto di fronte alle variazioni della tensione di rete ma anche di fronte alle variazioni di R_u stessa. Per comprendere come

---

([11]) - Cioè di fronte agli apparecchi effettivamente alimentati.

([12]) - Essa è praticamente uguale all'ampiezza della tensione che si ha agli estremi del secondario, legata dal rapporto di trasformazione all'ampiezza della tensione di rete.

ciò avvenga, si consideri il circuito equivalente della figura 11 *b*) e si supponga che in R_s sia conglobata anche la resistenza interna dell'alimentatore: visto dai morsetti del tubo a gas, il circuito si comporta come un generatore, la cui f.e.m. E_{eq} e la resistenza interna R_{eq} hanno manifestamente le espressioni (teorema di Thevenin):

$$E_{eq}=E\,\frac{R_u}{R_s+R_u}, \qquad (1)$$

$$R_{eq}=\frac{R_s R_u}{R_s+R_u}.$$

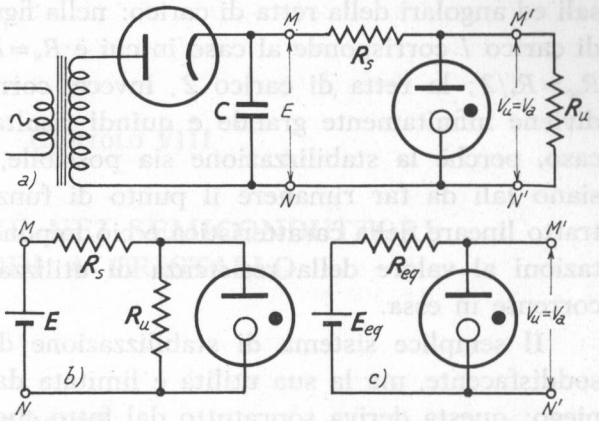


Fig. 11 — Semplice schema di alimentatore stabilizzato con tubo a gas e suoi circuiti equivalenti.

Il circuito può pertanto ridisegnarsi come nella figura 11 *c*) e le sue condizioni di funzionamento possono ricavarsi graficamente col metodo della retta di carico,

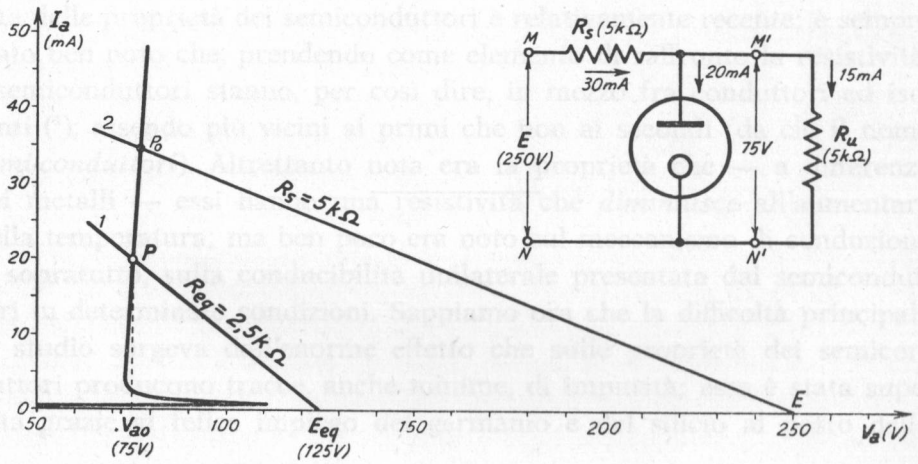


Fig. 12 — Studio dell'alimentatore stabilizzato.

indicato nella figura 12 in un caso particolare. Le variazioni della tensione di alimentazione E si traducono in variazioni di E_{eq} e quindi in

traslazioni della retta di carico parallelamente a se stessa, come nel caso della figura 9. Le eventuali variazioni di R_u producono, invece, variazioni sia di E_{eq} che di R_{eq} e pertanto danno luogo a spostamenti trasversali ed angolari della retta di carico: nella figura 12, ad esempio, la retta di carico *1* corrisponde al caso in cui è $R_u = R_s$ e quindi si ha $E_{eq} = E/2$, $R_{eq} = R_s/2$; la retta di carico *2*, invece, corrisponde al caso in cui R_u diviene infinitamente grande e quindi risulta $E_{eq} = E$, $R_{eq} = R_s$. In ogni caso, perchè la stabilizzazione sia possibile, occorre che le variazioni siano tali da far rimanere il punto di funzionamento entro il ripido tratto lineare della caratteristica e ciò impone, generalmente, gravi limitazioni al valore della resistenza di utilizzazione e della conseguente corrente in essa.

Il semplice sistema di stabilizzazione descritto opera in maniera soddisfacente, ma la sua utilità è limitata dalla scarsa flessibilità d'impiego: questa deriva sopratutto dal fatto che lo stabilizzatore descritto può lavorare solo con tensioni d'uscita prestabilite ([13]) ed è in grado di fornire all'utilizzatore solo correnti relativamente deboli (poche decine di mA). Studieremo nel Cap. XV dei circuiti che, utilizzando in maniera diversa i tubi stabilizzatori a gas, offrono invece grande versatilità ed hanno pertanto impiego molto più diffuso.

([13]) - Le tensioni normali di lavoro dei tubi usuali sono poche (*75*, *90*, *105*, *150* V) ma si può ottenere una gamma più alta di valori disponendo in serie due o più tubi; così, con due tubi da *150* V si ottiene una tensione stabile a *300* V.

CAPITOLO VIII

CONDUZIONE NEI SEMICONDUTTORI DIODI A CRISTALLO

1. — Generalità sui semiconduttori.

L'impiego dei *semiconduttori* nella tecnica elettronica risale ai primordi della radio: la *galena* (solfuro di piombo), usata nei primi radioricevitori, è infatti un semiconduttore e sono semiconduttori il selenio e l'ossido di rame con cui dal decennio 1920-30 si costruiscono gli utilissimi *raddrizzatori metallici.* Nonostante ciò, la conoscenza approfondita delle proprietà dei semiconduttori è relativamente recente; è sempre stato ben noto che, prendendo come elemento di raffronto la resistività, i semiconduttori stanno, per così dire, in mezzo fra conduttori ed isolanti (1), essendo più vicini ai primi che non ai secondi (da ciò il nome *semi-conduttori*). Altrettanto nota era la proprietà che — a differenza dei metalli — essi hanno una resistività che *diminuisce* all'aumentare della temperatura; ma ben poco era noto sul meccanismo di conduzione e, sopratutto, sulla conducibilità unilaterale presentata dai semiconduttori in determinate condizioni. Sappiamo ora che la difficoltà principale di studio sorgeva dall'enorme effetto che sulle proprietà dei semiconduttori producono tracce, anche minime, di impurità; essa è stata superata grazie al felice impiego del germanio e del silicio al posto della

(1) - La resistività, ad esempio, del solfuro di piombo varia da 10 a 10^{-4} Ωm a seconda della preparazione e sopratutto delle impurità contenute; per confronto, la resistività di un buon conduttore, come il rame, è $1{,}76 \cdot 10^{-8}$ Ωm, mentre quella di un buon dielettrico, come la mica, è superiore a $5 \cdot 10^{13}$ Ωm.

galena. Il silicio ed il germanio hanno la possibilità di essere ottenuti con un grado estremo di purezza, così che su di essi si è potuto sperimentare con rigore ed arrivare a tracciare una teoria della conduzione elettrica nei semiconduttori estremamente esauriente e feconda. Essa è basata sulla meccanica ondulatoria, ma alcune nozioni essenziali, sufficienti per la comprensione del funzionamento dei diodi a cristallo e dei transistori, possono essere espresse in forma elementare ed anche assai semplice; è quanto faremo nei prossimi paragrafi facendo riferimento al *germanio* che è il semiconduttore più usato ([2]).

2. — Struttura del germanio.

Il germanio (*Ge*) è un elemento tetravalente, del gruppo dello stagno, che ha numero atomico *32* e peso atomico *72,60*. Allo stato puro esso si presenta in forma policristallina ma con particolari processi termici può essere ottenuto sotto forma di grossi cristalli isolati. Entro un singolo cristallo gli atomi di germanio (in ragione di $452 \cdot 10^{19}$ per cm^3) sono disposti in un reticolo spaziale di cui un'idea grossolana è fornita dalla figura 1: ciascun atomo *A* è *legato* a quattro atomi vicini (*1*, *2*, *3*, *4*), posti ai vertici di un tetraedro regolare, in maniera tale che la distanza fra due qualunque dei cinque atomi è sempre la medesima.

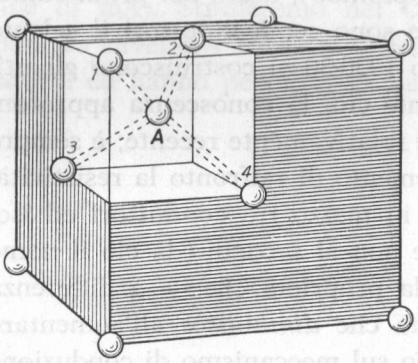


Fig. 1 — Reticolo spaziale in un cristallo di germanio.

L'atomo di germanio è formato da un nucleo positivo e da 32 elettroni; il nucleo e 28 elettroni formano la parte inerte dell'atomo, mentre i quattro elettroni rimanenti (*elettroni di valenza*) sono i responsabili dell'attività chimica ed elettrica dell'atomo e producono il legame con gli atomi vicini del reticolo cristallino. Precisamente, un elettrone di valenza dell'atomo *A* ed uno, ad

([2]) - Informazioni più esaurienti e precise sui semiconduttori sono contenute nel testo: L. P. HUNTER - Handbook of semiconductor devices (Mc Graw Hill, New York, 1956).

esempio, dell'atomo *4*, in virtù del loro moto vengono a creare una forza che tiene uniti fra loro i due atomi; lo stesso avviene degli altri tre elettroni di valenza di *A* con un elettrone degli atomi *1*, *2*, *3*. Ciascuno degli atomi *1*, *2*, *3* e *4* è poi legato, oltre che ad *A*, ad altri tre atomi con lo stesso tipo di legame: sono tali legami — detti *legami covalenti* — che, insieme con le forze elettrostatiche, mantengono gli atomi nella particolare configurazione del reticolo cristallino della figura 1 e riportata schematicamente nella figura 2. La parte inattiva di ciascun atomo (nucleo + 28 elettroni) ha una carica positiva uguale e di segno opposto a quella dei quattro elettroni che partecipano ai legami covalenti: è questo il significato dei quattro + e dei − posti entro i cerchietti che nello schema della figura 2 rappresentano rispettivamente la parte inerte dell'atomo e gli elettroni di valenza.

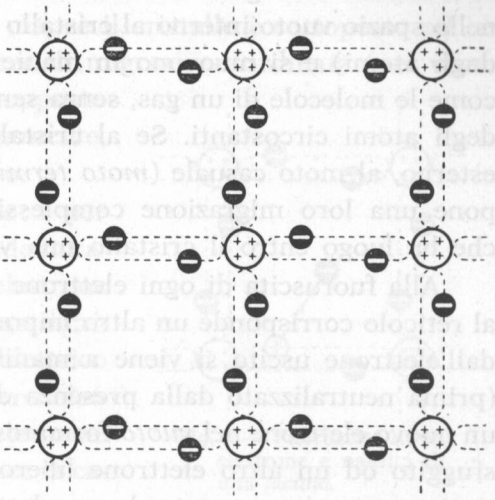


Fig. 2 — Indicazione simbolica della configurazione degli atomi di germanio coi loro legami covalenti nel reticolo cristallino.

Ogni atomo ha tante cariche positive quante negative ed è perciò allo stato neutro: in tal modo anche il cristallo nel suo complesso è allo stato neutro. Gli innumerevoli elettroni presenti nel cristallo non sono liberi di muoversi se non entro l'ambito di ciascun atomo e dei legami covalenti; non è possibile quindi alcuno spostamento di cariche fra un punto e l'altro del cristallo, che dovrebbe pertanto risultare perfettamente isolante. Vedremo peraltro come varie cause tendano a far sì che un certo numero di elettroni di valenza si svincoli dai legami che lo costringono, rendendo così possibile un certo grado di conducibilità.

3. — **Rottura dei legami covalenti - Conducibilità intrinseca.**

La configurazione degli atomi nel cristallo di germanio, indicata nel numero precedente, non è statica: la presenza di energia termica causa un'incessante vibrazione degli atomi del reticolo attorno alle loro posi-

zioni di equilibrio. In conseguenza di ciò, già a temperatura ordinaria, alcuni elettroni di valenza possono acquistare energia sufficiente per rompere il rispettivo legame covalente, cioè per svincolarsi dal complesso di forze che li tengono avvinti al reticolo; tali elettroni rimangono liberi nello spazio vuoto interno al cristallo (enorme rispetto a quello occupato dagli atomi) e si muovono in maniera del tutto disordinata e casuale, come le molecole di un gas, senza sentire alcun effetto elettrico da parte degli atomi circostanti. Se al cristallo è applicato un campo elettrico esterno, al moto casuale (*moto termico*) degli elettroni liberi si sovrappone una loro migrazione complessiva verso l'elettrodo positivo, così che ha luogo entro il cristallo una vera e propria corrente elettronica.

Alla fuoruscita di ogni elettrone dal legame che lo teneva vincolato al reticolo corrisponde un altro importante fenomeno. Nel posto lasciato dall'elettrone uscito si viene a manifestare un intenso campo elettrico (prima neutralizzato dalla presenza dell'elettrone) che tende ad attirare un nuovo elettrone nel *vuoto* formatosi: potrà essere catturato l'elettrone sfuggito od un altro elettrone libero, ma è più comune il fatto che il posto vuoto sia occupato da un elettrone di valenza di un atomo adiacente, quando l'agitazione termica lo porta in condizione favorevole per essere catturato. Con ciò la situazione non è sanata perchè lo stato di squilibrio elettrico si è trasferito al nuovo atomo che ha perso un elettrone; si ripete allora il meccanismo di cattura di un nuovo elettrone da un atomo adiacente e così via. In tal modo il posto, lasciato vuoto dall'elettrone sfuggito per effetto termico, si sposta entro il cristallo: lo spostamento è del tutto casuale ed avviene unicamente sotto l'effetto della vibrazione termica degli atomi, ma assume una direzione ed un verso preferenziale se il cristallo è sottoposto ad un campo elettrico esterno che facilita la cattura in una direzione ed in un verso piuttoso che negli altri. Osservando che la mancanza di un elettrone in una regione inizialmente neutra equivale alla presenza di una carica positiva, deriva da quanto detto sopra che lo spostarsi del *posto vuoto* equivale allo spostarsi di una carica positiva esattamente uguale ed opposta ad un elettrone: a tale carica fittizia positiva, equivalente al *posto vuoto*, daremo per rapidità di dizione il nome convenzionale di *lacuna* ([3]).

([3]) - In inglese *hole* (= buco).

Con tale convenzione possiamo allora dire che quando, sotto l'effetto di energia termica, si verifica la rottura di un legame covalente, *si liberano nel cristallo un elettrone ed una lacuna* (fig. 3), con cariche uguali ed opposte, che si muovono liberamente entro il cristallo. Il moto è, di per sè, disordinato (moto termico) ma, se il cristallo è sottoposto ad un campo elettrico, acquista il carattere di migrazione ordinata (nel verso del campo per le lacune e nel verso opposto per gli elettroni), cioè, complessivamente, di una corrente nel verso del campo.

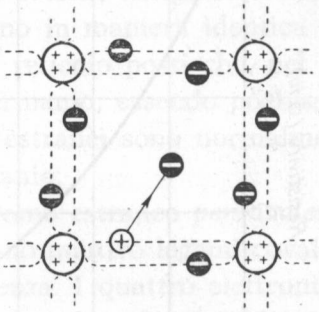


Fig. 3 — Fuoruscita di un elettrone e nascita di una *lacuna*.

Gli elettroni e le lacune prodotti per effetto termico non sussistono indefinitamente nel cristallo: infatti ogni elettrone libero, muovendosi casualmente entro il cristallo, finisce per cadere nel campo elettrico prodotto dalla fuoruscita di un altro elettrone. Esso sparisce perciò come elettrone libero e contemporaneamente sparisce la carica positiva corrispondente al posto vuoto: in definitiva si annulla contemporaneamente una lacuna. Si trova che in condizioni ordinarie la vita media di un elettrone (e corrispondentemente di una lacuna) è dell'ordine di un centinaio di microsecondi. Fra il numero di coppie di elettroni-lacune che si formano e quello delle coppie che si estinguono nasce uno stato di equilibrio per cui, ad una determinata temperatura, il numero di coppie presenti entro il cristallo è mediamente costante; alla temperatura ordinaria esso è dell'ordine di $25 \cdot 10^{12}$ per cm^3 e cresce fortemente con la temperatura.

La presenza delle coppie libere entro il cristallo provoca in esso una certa conducibilità che si dice *intrinseca*: essa è legata al numero di coppie elettroni-lacune presenti e dipende perciò dalla temperatura. Si tratta di una conducibilità molto modesta: la resistività corrispondente ha, a temperatura ordinaria, il valore $\rho \cong 0{,}5\ \Omega m$, pari a circa 30 milioni di volte quella del rame. Essa diminuisce fortemente al crescere della temperatura, come è indicato nella figura 4 (4).

(4) - Questa proprietà viene sfruttata per attuare speciali conduttori, detti *termistori* (= resistori sensibili alla temperatura), la cui resistenza diminuisce all'aumentare della temperatura; essi hanno innumerevoli applicazioni nella tecnica moderna.

La formazione di coppie elettrone-lacuna può avvenire, oltre che per effetto termico, anche per altre cause, di cui fondamentali sono l'illuminazione e l'introduzione di atomi estranei (impurità chimiche) ([5]).

La luce che incide sul cristallo può coi suoi fotoni, fornire energia sufficiente per lo strappamento di elettroni di valenza dai legami che li vincolano al reticolo: hanno allora origine elettroni liberi e corrispondenti lacune, che si comportano in maniera identica a quelli prodotti per effetto termico; in luce bianca l'effetto è notevolmente sentito e viene sfruttato nei cosidetti *fotodiodi.* Della nascita di coppie di elettroni e lacune per effetto di impurità chimiche — argomento di fondamentale importanza per l'attuazione dei diodi a cristallo e transistori — diremo nel prossimo paragrafo.

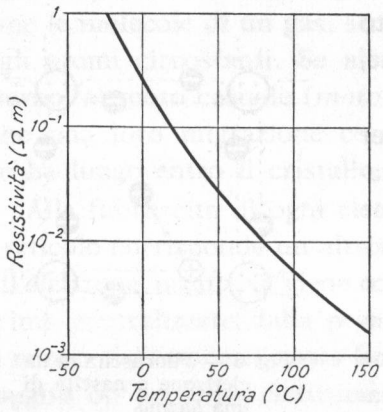


Fig. 4 — Variazione della resistività intrinseca del germanio con la temperatura.

Le proprietà viste per il germanio valgono qualitativamente anche per il silicio (elemento tetravalente di numero atomico *14* e peso atomico *28,06*); ma in esso occorre maggiore energia per rompere i legami covalenti. Ne deriva che, a temperatura ordinaria, il numero di coppie di elettroni e lacune presenti è minore che nel germanio e pertanto la sua *resistività intrinseca* risulta maggiore di quella del germanio, $\rho = 640\ \Omega\text{m}$.

4. — Effetto di impurità pentavalenti e trivalenti - Semiconduttori di tipo n e di tipo p.

Tracce anche minime di impurità alterano fortemente la conducibilità del germanio e del silicio; è particolarmente interessante — per la sua applicazione nei transistori — l'effetto che si ha quando l'impurità

([5]) - Una causa di formazione di coppie elettroni e lacune è anche la rottura di legami covalenti prodotta da intensi campi elettrici: *l'effetto Zener*, di cui daremo un cenno nel n. 9, è attribuibile a tale causa.

è costituita da un *elemento pentavalente* (fosforo, antimonio, arsenico) o *trivalente* (boro, gallio, indio); da elementi, cioè, i cui atomi posseggano rispettivamente *cinque* o *tre* elettroni di valenza invece dei *quattro* del germanio e del silicio.

Se tracce di queste sostanze sono mescolate al germanio (od al silicio) fuso — ad esempio, in ragione di un atomo estraneo per ogni milione di atomi di germanio — nella cristallizzazione avviene che gli atomi estranei entrano a far parte del reticolo cristallino in maniera identica agli atomi di germanio. Essi occupano, cioè, nel reticolo posti che, nel germanio puro, sarebbero tenuti da atomi di germanio; essendo pochissimi di fronte agli atomi di germanio, gli atomi estranei sono normalmente circondati completamente da atomi di germanio.

Ciò posto, consideriamo il caso di un atomo estraneo *pentavalente*: i quattro atomi di germanio più vicini formano quattro legami covalenti con *quattro* dei suoi cinque elettroni di valenza. I quattro elettroni entrano così a far parte della struttura reticolare con legami identici a quelli degli atomi di germanio. Il quinto elettrone di valenza, invece, che non partecipa ai legami covalenti, con una minima energia (sempre presente a temperatura ordinaria) si svincola dall'atomo estraneo e *diviene libero di muoversi entro il cristallo* (nello stesso modo degli elettroni nati per effetto termico) contribuendo così alla sua conducibilità. *L'atomo estraneo*, che ha perso il suo quinto elettrone di valenza, *diviene un ione positivo*, vincolato al reticolo dai legami covalenti coi quattro atomi di germanio che lo circondano: essendo immobile esso non contribuisce in alcun modo alla conducibilità del cristallo ([6]).

Nel caso di impurità *trivalenti*, poichè ogni atomo estraneo che entra a far parte del reticolo cristallino ha *tre soli* elettroni di valenza, uno dei quattro legami covalenti che l'uniscono ai quattro atomi di germanio che lo circondano rimane incompleto per assenza di un elettrone. Ciò crea uno squilibrio elettrico, a cui corrisponde un intenso campo elettrico il quale finisce per catturare un elettrone da qualche atomo di germanio adiacente. Quando ciò avviene, l'atomo estraneo (trivalente) viene a possedere un elettrone in più e diviene un *ione negativo* che rimane a far

([6]) - Nonostante la presenza degli ioni positivi che rimangono vincolati al reticolo, il cristallo nel suo complesso è ancora allo stato neutro perchè ad ogni ione fermo corrisponde l'elettrone liberato che, pur muovendosi, fa ancora parte del cristallo.

parte stabilmente del reticolo cristallino; il posto lasciato vuoto dall'elettrone catturato si comporta come una carica positiva che si sposta entro il cristallo, cioè è una *lacuna* che ha il medesimo comportamento delle lacune nate per effetto termico nel germanio puro. Esso contribuisce ad aumentare la conducibilità del cristallo; nessun effetto, invece, ha sulla conducibilità l'ione negativo che è immobile entro il reticolo.

Riepilogando: la presenza di atomi estranei pentavalenti dà origine ad altrettanti elettroni liberi, mentre la presenza di atomi estranei trivalenti dà origine ad altrettante lacune. Il numero di elettroni nel primo caso e di lacune nel secondo, generati dalla presenza di tracce anche minime di impurità, è molto maggiore del numero degli elettroni e lacune generati a temperatura ordinaria per effetto termico (lacune ed elettroni *termici*); pertanto, in presenza di impurità, la conducibilità nel germanio è enormemente maggiore della *conducibilità intrinseca* ed è quasi esclusivamente dovuta al movimento di elettroni nel caso di impurità pentavalenti e di lacune nel caso di impurità trivalenti. Ciò che è stato detto finora per il germanio vale, esattamente nello stesso modo, per il silicio.

I cristalli di germanio e di silicio puro a cui siano state aggiunte ben determinate quantità di impurità pentavalenti o trivalenti sono alla base del funzionamento dei diodi a cristallo e dei transistori. Il semiconduttore *drogato* (così si usa dire!) con atomi pentavalenti si suole chiamare semiconduttore di tipo n, per indicare che la conducibilità è prevalentemente dovuta a cariche *n*egative (*elettroni*); il semiconduttore drogato con atomi trivalenti si dice di tipo p, per indicare che la conducibilità è dovuta a cariche mobili *p*ositive.

La conducibilità dei due tipi di semiconduttore dipende dalla percentuale di atomi esterni introdotti nel reticolo cristallino: ad esempio, mentre nel germanio puro, a temperatura ordinaria, è $\rho = 0{,}5\ \Omega m$, con un *drogaggio debole* (un atomo estraneo di fronte a *250* milioni di atomi di germanio) la resistività del germanio diviene $0{,}1\ \Omega m$. Con un drogaggio moderato (un atomo estraneo ogni *14* milioni di atomi di germanio) la resistività scende a $10^{-2}\ \Omega m$ mentre si abbassa a $10^{-4}\ \Omega m$ nei cristalli fortemente drogati (un atomo estraneo ogni *150000* di germanio); tanto per avere un'idea di questi valori, si tenga presente che la resistività del carbone, usato per le spazzole delle macchine elettriche, è dell'ordine di $0{,}2 \div 1 \cdot 10^{-4}\ \Omega m$.

5. — Meccanismo della conduzione nei semiconduttori di tipo n e di tipo p.

In vista dell'applicazione ai diodi a cristallo ed ai transistori è utile approfondire l'esame del meccanismo con cui avviene il passaggio di corrente in un conduttore ottenuto saldando due elettrodi metallici ad un pezzetto di germanio di tipo *n* o di tipo *p* (fig. 5); le considerazioni che faremo valgono anche nel caso in cui il semiconduttore è silicio.

Consideriamo dapprima il conduttore ottenuto con germanio di tipo *n*, indicato nella figura 5 *a*). Ricordiamo che entro il cristallo vi sono *elettroni liberi* (simboleggiati in figura dai cerchietti neri), staccatisi dagli atomi estranei pentavalenti; essi si muovono di moto termico fra gli atomi di germanio e gli atomi pentavalenti (ionizzati positivamente) fissati al reticolo cristallino. Se, mediante una f. e. m. *E* applicata agli elettrodi, si crea un campo elettrico, si produce un moto ordinato di elettroni che si spostano respinti dall'elettrodo negativo ed attirati da quello positivo. Di mano in mano che gli elettroni giungono nelle vicinanze dell'elettrodo positivo, essi vengono catturati da questo ed immessi nel circuito esterno: contemporaneamente nel cristallo, vicino all'elettrodo negativo, viene a crearsi una regione vuota di elettroni, nella quale predomina la carica positiva degli ioni vincolati al cristallo (non più controbilanciata dalla carica distribuita degli elettroni liberi). Tale carica esercita un effetto attrattivo sugli elettroni presenti nell'elettrodo negativo: questi, pertanto, dal circuito esterno penetrano nel cristallo, in misura tale da controbilanciare la fuoruscita di elettroni che si ha dall'altra parte verso il circuito esterno. In definitiva si ha un continuo efflusso di elettroni — cioè *una corrente elettronica* — sia attraverso al cristallo che nel circuito esterno e quindi una corrente *i* che ha il verso convenzionale indicato in figura.

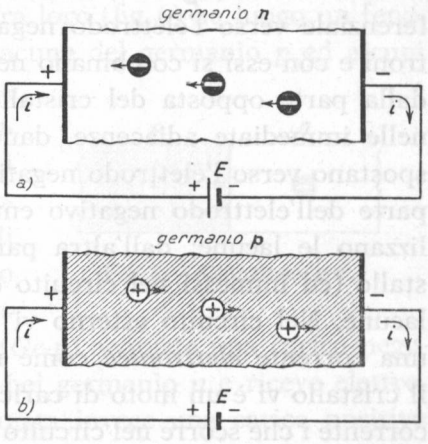


Fig. 5 — Schematizzazione del meccanismo di conduzione nei semiconduttori di tipo *n* e di tipo *p*.

Diversa è la situazione nel conduttore attuato con semiconduttore

di tipo *p* (fig. 5 *b*); in esso gli atomi trivalenti estranei si sono impossessati ciascuno di un elettrone appartenente ad atomi di germanio, divenendo ioni negativi. Il posto lasciato vuoto dall'elettrone sottratto viene occupato da un elettrone strappato ad un altro atomo e così via; mentre, quindi, gli ioni negativi estranei e gli atomi di germanio sono immobili nel reticolo, il posto vuoto si sposta casualmente come fosse un elettrone libero positivo (*lacuna*). In presenza di f.e.m. *E* applicata ai due elettrodi metallici (fig. 5 *b*), il moto delle lacune acquista un carattere preferenziale verso l'elettrodo negativo; da questo le lacune attirano elettroni e con essi si combinano neutralizzandosi ([7]). Contemporaneamente, dalla parte opposta del cristallo, l'elettrodo positivo strappa elettroni nelle immediate adiacenze, dando origine ad altrettante lacune che si spostano verso l'elettrodo negativo e così via. In definitiva, quindi, dalla parte dell'elettrodo negativo entrano nel cristallo elettroni che neutralizzano le lacune; dall'altra parte vengono strappati elettroni dal cristallo (ed immessi nel circuito esterno) con conseguente formazione di lacune. Nel circuito esterno vi è ancora (e non può essere altrimenti) una corrente *elettronica* come nel caso della figura 5 *a*), mentre entro il cristallo vi è un moto di cariche positive: il verso convenzionale della corrente *i* che scorre nel circuito coincide col senso del moto delle lacune.

Per completare il quadro della conduzione nei cristalli di tipo *p* ed *n* occorre tenere conto della *conduzione intrinseca* (n. 3); indipendentemente dall'esistenza delle impurità, nel cristallo si ha la formazione per effetto termico di un certo numero di coppie elettroni-lacune. Perciò nel germanio *n* oltre agli elettroni (cariche mobili, o *portatori di maggioranza*) vi sono sempre anche lacune (portatori *di minoranza*) che partecipano — sia pure in misura assai minore — alla conduzione ([8]). Analogamente nel germanio *p*, se è vero che *i portatori di maggioranza* sono le lacune, vi sono anche degli elettroni (*portatori di minoranza*) che partecipano alla conduzione.

A temperatura ordinaria i portatori di minoranza hanno effetto scar-

---

([7]) - Ricordiamo che le lacune sono sinonimi di *posti vuoti di elettroni*: i posti vuoti sono occupati dagli elettroni strappati all'elettrodo e, con ciò stesso, essi finiscono di esistere.

([8]) - Esse si spostano in senso inverso rispetto agli elettroni ma costituiscono una corrente *nello stesso verso*.

so sulla conduzione (seppure non trascurabile, come vedremo nello studio dei diodi a cristallo e dei transistori), ma acquistano importanza sempre maggiore al crescere della temperatura perchè il numero di coppie generate per effetto termico cresce con la temperatura ([9]).

6. — La giunzione p-n.

Se due pezzi di semiconduttore (ad esempio, germanio) di tipo *p* ed *n* sono portati a contatto intimo ([10]) fra loro (fig. 6) ha luogo un fenomeno del più grande interesse: alcune lacune del germanio *p* ed alcuni elettroni del germanio *n*, nel loro incessante moto caotico, attraversano la *giunzione* (cioè la superficie di contatto fra i due tipi di germanio) continuando a muoversi dalla parte opposta. I due pezzi di germanio, che originariamente erano allo stato neutro ([11]), tendono allora ad assumere una carica diversa: il germanio *p* (*Ge-p*) acquista una carica negativa perchè perde lacune che penetrano nel germanio *n* e riceve elettroni da questo; il germanio *n* (*Ge-n*) acquista invece una carica positiva perchè perde elettroni e riceve lacune dal *Ge-p*. Con questo processo automatico di carica, però, si viene a creare una *barriera di potenziale* attraverso alla giunzione che si oppone al moto delle cariche attraverso ad essa: infatti il *Ge-n* (che si porta a potenziale positivo rispetto a quello *p*) respinge le lacune del *Ge-p* che tendessero ad avvicinarsi alla giunzione, mentre il *Ge-p*, che diviene negativo, respinge gli elettroni che dal *Ge-n* tendessero ad attraversare la giunzione. In definitiva fra i due pezzi di germanio si stabilisce, a regime, una differenza di potenziale tale che ogni corrente attraverso alla giunzione è resa impossibile:

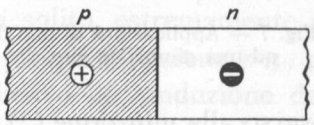


Fig. 6 — Giunzione *p-n*.

([9]) - Ciò spiega l'aumento colla temperatura della conducibilità dei semiconduttori, di cui si è detto fin dal primo paragrafo

([10]) - Ciò può ottenersi ad esempio, partendo da un pezzetto di germanio puro tagliato da un singolo cristallo ed introducendo dalle due facce opposte, con un processo termico, impurità trivalenti (germanio *p*) e pentavalenti (germanio *n*).

([11]) - Tante lacune libere quanti ioni negativi vincolati, nel germanio *p*; tanti elettroni liberi quanti ioni positivi nel germanio *n*.

il complesso dei due pezzi di germanio è divenuto qualcosa di analogo ad un condensatore carico.

Si saldino ora due elettrodi metallici ai pezzi di semiconduttore della giunzione e si applichi una differenza di potenziale fra di loro (fig. 7): se, come è indicato nella figura 7 *a*), essa è tale da aumentare la barriera di potenziale esistente fra il germanio *p* e quello *n* (cioè da rendere il *Ge-n* ancor più positivo di fronte al *Ge-p* di quanto non lo sia naturalmente), nessuna corrente è possibile attraverso alla giunzione ([12]). Se invece la differenza di potenziale applicata è tale da eliminare la barriera di potenziale, il fluire delle lacune dal germanio *p* al germanio *n* e degli elettroni del germanio *n* a quello *p* non trova alcun ostacolo ed avviene con le caratteristiche viste nel numero precedente. Si ha dunque una corrente nel circuito che ha il verso convenzionale indicato nella figura 7 *b*) (corrente entrante nel *Ge-p* ed uscente dal *Ge-n*): se la tensione applicata è tale, non soltanto da eliminare la barriera di potenziale, ma addirittura da creare una differenza di potenziale in senso opposto (*Ge-p* positivo di fronte al *Ge-n*) il moto degli elettroni e delle lacune è agevolato e la corrente ha valore maggiore.

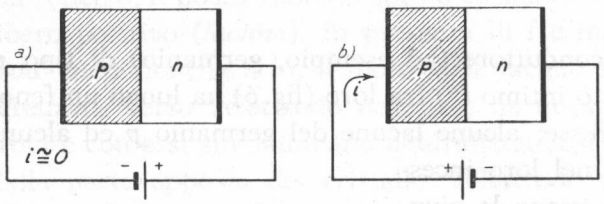


Fig. 7 — Applicazione di una differenza di potenziale ad una giunzione *p-n*.

In base a ciò si dovrebbe dedurre che la giunzione *p-n* ha proprietà conduttrici rigorosamente *unidirezionali*: essa dovrebbe lasciar passare corrente (nel verso *p-n*) solo quando la tensione applicata è tale da rendere positivo il *Ge-p* di fronte al *Ge-n*. Ma le considerazioni svolte sono

([12]) - In una fase iniziale, peraltro, alcuni elettroni escono dal *Ge-n* ed entrano nel circuito esterno, mentre a contatto dell'elettrodo negativo si ha neutralizzazione di lacune del *Ge-p*. In conseguenza di ciò i due pezzi di germanio *p* ed *n* si caricano con segno rispettivamente negativo e positivo: la carica cresce all'aumentare della differenza di potenziale applicata. Il complesso si comporta come una sorta di condensatore che (con particolare costruzione e con l'uso del silicio al posto del germanio) trova qualche applicazione nella moderna tecnica elettronica (*condensatore a giunzione*); a differenza di un condensatore usuale esso ha la proprietà che il rapporto fra la carica e la differenza di potenziale (capacità) non è una costante ma dipende dalla differenza di potenziale stessa.

vere solo in prima approssimazione: non bisogna infatti dimenticare (n. 6) che nel germanio di tipo *p*, oltre alle lacune, sono liberi di muoversi anche degli elettroni di origine termica (*portatori di minoranza*) ed analogamente nel *Ge-n* vi sono, oltre ai portatori di maggioranza (elettroni) anche delle lacune di origine termica. La barriera di potenziale che ostacola il moto attraverso alla giunzione dei portatori di maggioranza, favorisce invece il passaggio dei portatori di minoranza (che sono di segno opposto) e pertanto, quando alla giunzione è applicata una *polarizzazione inversa* (cioè una tensione che renda il *Ge-p* negativo di fronte al *Ge-n*), la corrente attraverso alla giunzione non è nulla.

Poichè però tale corrente — che si dice *inversa* (essa scorre dal semiconduttore di tipo *n* a quello di tipo *p*) è, di solito, estremamente più piccola di quella *diretta* (fig. 7 *b*), si può dire che la giunzione *p-n*, pur non possedendo rigorosamente un verso esclusivo di conduzione della corrente, presenta *un verso nettamente preferenziale*: è quanto basta per attuare conduttori unidirezionali (raddrizzatori) utilissimi in un gran numero di applicazioni.

7. — **Diodo a giunzione.**

L'esistenza del verso preferenziale nel passaggio di corrente attraverso alle giunzioni *p-n* è alla base dei *diodi a cristallo*: di questi esistono due tipi, detti rispettivamente *diodi a giunzione* e *diodi a punta* che esamineremo separatamente.

I *diodi a giunzione* sono essenzialmente delle giunzioni *p-n*, del tipo esaminato nel paragrafo precedente, realizzate con cristalli di germanio o di silicio: grazie alla loro conduzione praticamente unilaterale possono usarsi come raddrizzatori in alternativa coi tubi a vuoto. Come per questi, la conoscenza fondamentale delle proprietà dei diodi a giunzione si ottiene dall'esame della *curva caratteristica*, ottenuta determinando sperimentalmente il valore della corrente in funzione della tensione applicata fra gli elettrodi della giunzione.

Nella figura 8 è indicato l'andamento generale della caratteristica di un diodo commerciale al germanio usato quale raddrizzatore per alimentatori: tale andamento è assai simile a quello della caratteristica di un diodo a vuoto ma ne differisce sia per gli ordini di grandezza delle tensioni e delle correnti, sia per l'esistenza di una *corrente inversa* non

nulla. L'andamento della corrente inversa, mal deducibile dalla figura 8, è riportato in scala più ampia nella figura 9; la corrente è nulla quando è nulla la differenza di potenziale fra gli elettrodi, cresce al crescere della tensione inversa e raggiunge un valore massimo costante I_0 (*corrente inversa di saturazione*). La corrente inversa di saturazione corrisponde al moto di tutte le coppie elettroni-lacune generate per effetto termico: *il suo valore dipende fortemente dalla temperatura.*

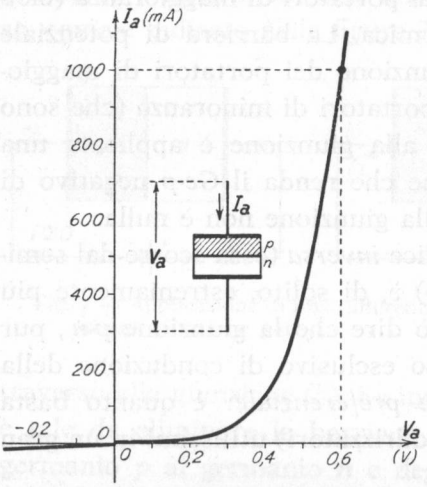


Fig. 8 — Caratteristica di un diodo a giunzione.

Le proprietà raddrizzatrici del diodo a giunzione risultano evidenti osservando che la corrente diretta (fig. 8) ha il valore di *1* A per una tensione applicata di soli *0,6* V, mentre occorrono *10* volt di tensione inversa per ottenere una corrente di una decina di microamper ed anche con tensioni assai forti non si raggiungono *15* μA; i valori detti sono particolari del diodo considerato, ma i rapporti fra corrente diretta ed inversa rimangono sostanzialmente i medesimi in ogni caso. Nei diodi al silicio, anzi, la corrente inversa è, in proporzione, ancora minore.

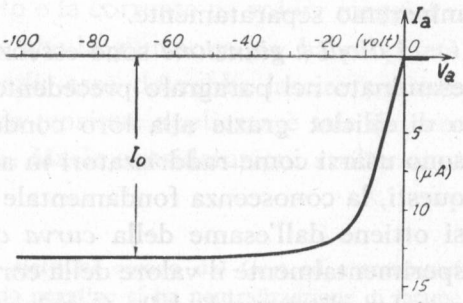


Fig. 9 — Andamento della corrente inversa.

Nei diodi a giunzione con tensione invertita si manifesta un fenomeno (*effetto Zener*) che ha interessanti applicazioni: se la tensione inversa è sufficientemente forte, si verifica un brusco cambiamento dell'andamento della corrente inversa che assume con grande rapidità valori via via più elevati, come è indicato nella caratteristica della figura 10. Se si ha cura (con l'uso di resistenze limitatrici) che la corrente non raggiunga valori tali da danneggiare il cristallo con l'aumento di temperatura da essa prodotto, la corrente inversa

può essere riportata al valore I_0 semplicemente diminuendo opportunamente la tensione inversa. Il lato interessante di questo fenomeno è che esso è perfettamente riproducibile, nel senso che la *scarica* avviene ogni volta in corrispondenza alla medesima tensione (*tensione di scarica*): il suo valore è dell'ordine della decina di volt nei diodi a silicio mentre è assai più alto in quelli al germanio. La ragione fisica della scarica è la rottura di un gran numero di legami covalenti (n. 2), con conseguente formazione di coppie elettroni-lacune prodotta dall'intenso campo elettrico che la tensione inversa produce nella giunzione: è sufficiente eliminare la causa (campo elettrico) perchè i legami si ricostituiscano e la corrente riprenda il valore che le spetta in base al numero di coppie elettroni-lacune presenti per effetto termico alla temperatura ambiente.

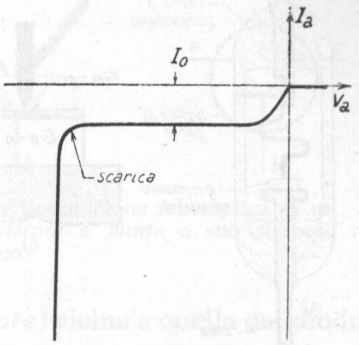


Fig. 10 — Effetto Zener.

Il subitaneo aumento della corrente in corrispondenza ad una determinata tensione applicata ha analogia col brusco aumento della corrente anodica che si ha nei *diodi a gas a catodo freddo* (Cap. VII, n. 5) quando la tensione anodica supera la tensione d'innesco; una sua interessante applicazione sarà vista nel Cap. XIV (n. 5).

8. — **Diodo e triodo a contatto puntiforme.**

Il *diodo a cristallo con contatto puntiforme* (o *diodo a punta*) è costituito da una piastrina di germanio o di silicio di tipo *n* su cui appoggia la punta di un filo di tungsteno (*baffo di gatto*), foggiato ad *s* per assicurare un'opportuna pressione nel contatto; il tutto è contenuto entro una piccola cartuccia di vetro o porcellana da cui escono i conduttori che fanno capo al cristallo ed alla punta, come è indicato nella figura 11 *a*).

Il piccolo dispositivo (che ha come progenitore l'antico *rivelatore a galena*), presenta una conduzione nettamente preferenziale nel verso punta-cristallo: il suo comportamento è qualitativamente analogo a quello dei diodi a giunzione, come appare chiaramente dalla figura 12 che riporta la *caratteristica corrente-tensione* di un comune diodo a contatto puntiforme.

Il funzionamento del diodo a contatto puntiforme non è, tuttora, completamente spiegato, ma sembra potersi ricondurre all'esistenza di una giunzione *p-n* nel contatto. Durante la costruzione del diodo il contatto punta-cristallo viene fatto attraversare da un breve ma intenso impulso di corrente: si pensa che ciò crei una regione *p* immediatamente sotto la punta (fig. 11 *b*). Secondo tale ipotesi il diodo a punta consisterebbe, dunque, in una giunzione *p-n* di area molto piccola.

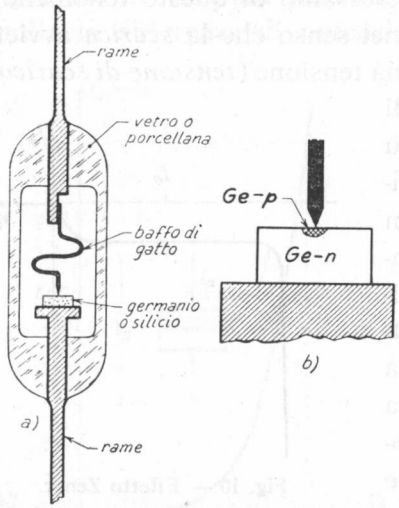


Fig. 11 — Struttura interna del diodo a contatto puntiforme.

A causa della sua particolare struttura, il diodo a contatto puntiforme non è capace di sopportare che correnti assai piccole e ciò ne esclude l'impiego negli alimentatori per il raddrizzamento delle correnti alternate: in tali applicazioni esso è

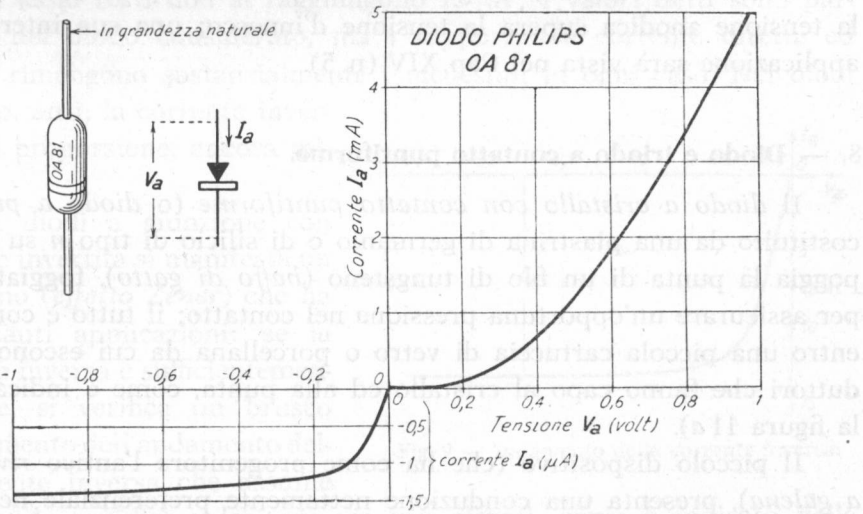


Fig. 12 — Caratteristica di un comune diodo a cristallo con contatto puntiforme.

sostituito con vantaggio dai diodi a giunzione o dagli altri raddrizzatori di cui diremo nel paragrafo seguente. Per conto, grazie alla sua speciale

costituzione, esso presenta una capacità molto piccola (a differenza dei diodi a giunzione) che lo rende atto a funzionare anche a frequenze altissime. Questo pregio, insieme con le piccole dimensioni ed il costo relativamente basso, fanno del *diodo a cristallo con contatto puntiforme* un componente circuitale diffusissimo in tutti gli apparati elettronici.

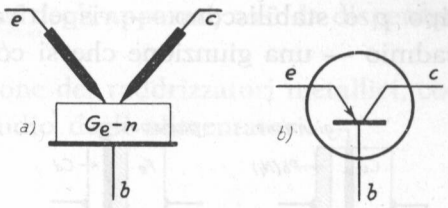


Fig. 13 — Costituzione schematica di un *transistore a punte* e suo simbolo grafico.

Dal diodo a contatto puntiforme è derivato il primo *triodo a cristallo* introdotto nella tecnica elettronica (1948), che ora si denomina *transistore a punte*. Esso è ottenuto dal diodo (fig. 13 *a*) introducendo una seconda punta (denominata *emettitore*) vicina a quella del diodo (che si dice *collettore*); variando la differenza di potenziale fra l'emettitore e la piastrina semiconduttrice (che si dice *base*) si riesce a modificare la conducibilità del diodo e quindi a variarne la corrente come in un triodo.

Il transistore a punte è ora praticamente in disuso, ma il suo simbolo, che è quello indicato nella figura 13 *b*), è usatissimo perchè è passato ad indicare i *transistori a giunzione* che sono i triodi a cristallo attualmente adoperati e di cui parleremo nel Cap. IX e nel seguito.

9. — **Raddrizzatori metallici.**

Ben prima che si arrivasse alla purificazione del germanio e del silicio, che ha condotto alla costruzione dei *diodi a giunzione*, i semiconduttori erano sfruttati — sia pure in maniera quasi inavvertita — per attuare i cosidetti *raddrizzatori metallici*; il loro uso è tuttora molto comune sia nella tecnica elettronica per la costruzione degli alimentatori, sia nell'elettrotecnica per il raddrizzamento di correnti alternate a frequenza industriale con forti intensità e basse tensioni.

I raddrizzatori metallici più comuni sono quelli ad *ossidulo di rame* ed al *selenio* ed hanno schematicamente la struttura (cosidetta a *sandwich*) indicata nella figura 14: nel primo una lastra di rame è ricoperta di un sottile strato di ossido rameoso ([13]) e su questo è depositato un

([13]) - Una lastra di rame viene riscaldata a circa 500° C ed immersa in acqua; si forma allora un sottile strato di ossido rameoso (Cu_2O) rosso, ricoperto da una pellicola di

elettrodo metallico di contatto (piombo o nichel); nel secondo, su una piastra di ferro (o nichel) è depositato uno straterello di selenio ricoperto da una superficie metallica di contatto, generalmente di cadmio. L'ossido rameoso ed il selenio si comportano come semiconduttori di tipo *p* e stabiliscono — rispettivamente con l'elettrodo di rame e di cadmio — una giunzione che si comporta (con meccanismo non perfettamente noto) come una *giunzione p-n*. Ne risulta un verso preferenziale di passaggio della corrente attraverso alla giunzione, diretto dal *semiconduttore al metallo*; il simbolo usato per rappresentare i raddrizzatori metallici (fig. 14) indica chiaramente il verso preferenziale di passaggio della corrente.

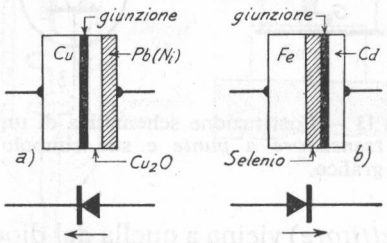


Fig. 14 — Struttura e simboli dei raddrizzatori ad ossidulo di rame (*a*) ed al selenio (*b*).

Il simbolo introdotto nella figura 14 risulta di tale evidenza e comodità che attualmente viene usato per rappresentare qualunque tipo di raddrizzatore: diodi a cristallo (a giunzione ed a punte) e, quando non ne derivi confusione, anche diodi a vuoto ed a gas (nel simbolo la punta corrisponde all'anodo).

I raddrizzatori metallici non sono rigorosamente unidirezionali, in quanto lasciano passare corrente anche nel verso contrario a quello normale; ma tale corrente è dell'ordine del millesimo di quella che, in pari condizioni, passa nel verso giusto e ciò è pienamente sufficiente per molte applicazioni ([14]).

I raddrizzatori metallici possono far passare correnti anche molto intense (dell'ordine di *40* mA per cm^2 di piastra nei raddrizzatori ad ossidulo di rame e di *50* mA/cm^2 per quelli al selenio), con cadute di tensione interne inferiori al volt e quindi con dissipazioni di potenza piuttosto modeste (Cap. IV, n. 13, fig. 38). Per contro essi non possono sopportare, senza deteriorarsi, *tensioni inverse* (Cap. IV, n. 5, fig. 7) su-

---

ossido rameico nero. Asportata tale pellicola, sulla superficie viene pressato un foglio di piombo o viene creata in altro modo una superficie metallica che faccia buon contatto con l'ossido e formi uno degli elettrodi; l'altro è la lastra di rame.

([14]) - Nei diodi a giunzione al silicio è dell'ordine del milionesimo, mentre è dell'ordine del cinquecentomillesimo in quelli al germanio.

periori a qualche volt ([15]); perciò, normalmente, vari elementi sono uniti in serie dal costruttore per aumentare la tensione inversa massima.

Per limitare il riscaldamento dovuto alla potenza dissipata, i raddrizzatori metallici sono muniti di alette o sono racchiusi in contenitori metallici da fissare ai pannelli metallici degli apparati, così da disperdere il calore per conduzione.

Vedremo nel Cap. XIV l'applicazione dei raddrizzatori metallici, così come dei diodi a giunzione, nello studio degli alimentatori.

([15]) - Dell'ordine di *5* V nei raddrizzatori ad ossidulo di rame e di *36* V in quelli al selenio.

CAPITOLO IX

IL TRANSISTORE

1. — Il processo di emissione di cariche attraverso ad una giunzione.

Quando si saldano fra loro due cristalli semiconduttori, l'uno di tipo *p* e l'altro di tipo *n* (fig. 1 *a*), sappiamo che, a causa del moto termico (cioè provocato dalla temperatura), un certo numero di lacune del cristallo *p* e di elettroni liberi del cristallo *n* attraversa la giunzione; il cristallo *n* si porta allora ad un potenziale positivo rispetto al cristallo *p* e si forma una barriera di potenziale corrispondentemente alla giunzione, che fa cessare ogni diffusione termica degli elettroni e delle lacune attraverso alla giunzione stessa.

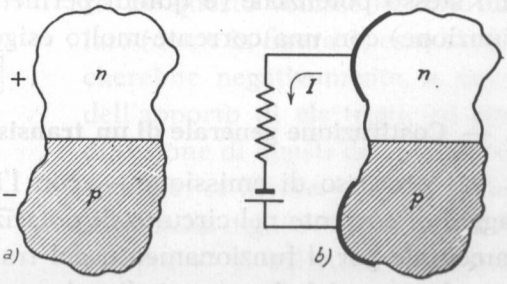


Fig. 1 — Giunzione *p-n* isolata e polarizzata in modo da annullare la barriera di potenziale.

In tali condizioni, mediante due elettrodi metallici saldati ai cristalli (fig. 1 *b*), si applichi una sorgente di f. e. m. continua di segno opposto alla barriera di potenziale e di valore tale da annullarla: i due pezzi di semiconduttore risultano allora allo stesso potenziale e gli elettroni e le lacune possono muoversi agevolmente attraverso alla giunzione, diffondendosi entro le due parti come se si trattasse di un tutto unico. Naturalmente gli elettroni e le lacune che, nella loro diffusione si incontrano, si neutralizzano fra loro: si ha quindi una continua distruzione di coppie elettroni-lacune,

le quali vengono però reintegrate dalla sorgente di f. e. m. applicata. Conseguenza di ciò è che nel circuito esterno circola una corrente che ha il verso indicato nella figura 1 *b*).

Supponiamo ora che uno dei pezzi di semiconduttore — ad esempio, il cristallo *n* — sia *drogato* (Cap. VIII, n. 4) molto debolmente rispetto all'altro. Allora il numero di elettroni che si muovono entro il complesso è molto minore di quello delle lacune e si viene ad avere la singolare situazione che nel semiconduttore *n* si muovono più lacune che elettroni: in tali condizioni si suole dire che dal cristallo *p* si è avuta *iniezione* o *emissione* delle lacune entro il cristallo *n* (1). Nello stesso modo si può far sì che il pezzo di semiconduttore *n* sia più drogato di quello *p*. Allora i portatori di elettricità prevalenti nel complesso sono elettroni e si viene ad avere un pezzo di semiconduttore *p* con più elettroni mobili che lacune; sono elettroni iniettati entro il cristallo *p* dal cristallo *n*.

Nell'uno o nell'altro caso, se uno dei due pezzi è drogato debolmente, il numero delle sue cariche libere (elettroni se di tipo *n*, lacune se di tipo *p*) è piccolo e quindi è piccolo in proporzione anche il numero degli elettroni e lacune che incontrandosi fra loro si neutralizzano. Piccola, pertanto, risulta la corrente nel circuito esterno: in effetti, con un drogaggio molto leggero di uno dei pezzi, è possibile mantenere le due parti allo stesso potenziale (e quindi permettere la diffusione attraverso alla giunzione) con una corrente molto esigua.

2. — **Costituzione generale di un transistore.**

Il processo di emissione — con l'inevitabile, seppure piccolo, passaggio di corrente nel circuito di polarizzazione della giunzione — è fondamentale per il funzionamento del transistore: il pezzo di semiconduttore drogato debolmente si dice *base*, mentre si dice *emettitore* il cristallo più drogato. Se l'emettitore è un cristallo di tipo *p* esso inietta lacune nella base che è di tipo *n* (fig. 2 *a*); se l'emettitore è un cristallo di tipo *n* esso inietta elettroni nella base di tipo *p* (fig. 2 *b*).

Nel transistore, alla base è unito un secondo pezzo di semiconduttore

(1) - Nessun particolare effetto esercitano invece sul cristallo *p* i pochi elettroni provenienti dal cristallo *n* e presto neutralizzati: la conduzione del cristallo *p* avviene ancora prevalentemente per mezzo di lacune.

dello stesso tipo di quello dell'emettitore, che si dice *collettore*: la costituzione schematica del transistore risulta pertanto quella indicata nella figura 3. Si hanno dunque, a seconda del tipo di semiconduttore prescelto per l'emettitore, due tipi diversi di transistori che si denominano *p-n-p* (fig. 3 *a*: emettitore e collettore di tipo *p*; base di tipo *n*) ed *n-p-n* (fig. 3 *b*: emettitore e collettore di tipo *n*; base di tipo *p*); i loro simboli grafici sono indicati nella figura 3 stessa e sono derivati manifestamente dalla primitiva costituzione a punte del transistore (Cap. VIII, n. 8, fig. 13).

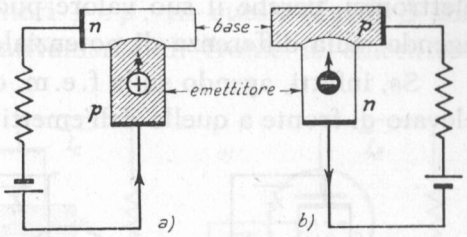


Fig. 2 — Schematica rappresentazione della base e dell'emettitore e verso della corrente nel circuito di polarizzazione.

Consideriamo dapprima il transistore di tipo *n-p-n*; nell'ipotesi che, mediante la f. e. m. esterna, la base sia mantenuta allo stesso potenziale dell'emettitore, gli elettroni di questo si muovono liberamente attraverso alla giunzione *n-p*, si diffondono entro alla base ed, attraverso questa, entrano nel collettore. Se questo venisse lasciato isolato (come in figura 3) esso si caricherebbe negativamente, a causa dell'apporto di elettroni, ed ogni diffusione di questi dalla base cesserebbe; se invece — come è indicato nella figura 4 e come si fa sempre — il collettore è polarizzato positivamente di fronte all'emettitore (e di conseguenza alla base), gli elettroni penetrati nel collettore si dirigono verso l'elettrodo positivo ed attraverso ad esso ritornano all'emettitore tramite il circuito esterno. È così possibile un flusso continuo di elettroni che dall'emettitore giungono al collettore attraverso alla base e dal collettore tornano all'emettitore attraverso il circuito esterno. Si ottiene in tal modo una corrente I_c nel cir-

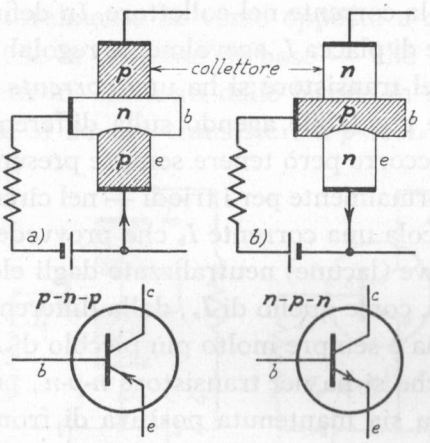


Fig. 3 — Costituzione schematica dei transistori di tipo *p-n-p* ed *n-p-n* e loro simboli grafici.

cuito collettore-emettitore, il cui valore può essere anche assai ragguardevole, specialmente se confrontato con quello della corrente I_b che si ha nel circuito di polarizzazione della base: è la corrente I_c che viene sfruttata nel funzionamento del transistore, come la corrente anodica nei tubi elettronici, perchè il suo valore può essere regolato con grande facilità agendo sulla differenza di potenziale fra base ed emettitore.

Se, infatti, agendo sulla f. e. m. esterna, il potenziale della base viene elevato di fronte a quello dell'emettitore, un maggior numero di elettroni penetra nella base e, diffondendosi attraverso essa, entra nel collettore; qui gli elettroni si dirigono verso l'elettrodo positivo e da questo entrano nel circuito esterno producendo un aumento della corrente I_c. Se, viceversa, il potenziale di base viene diminuito, diminuisce il numero di elettroni iniettati nella base e con ciò, in ultima analisi, la corrente nel collettore. In definitiva, come nel triodo si ha una corrente di placca I_a agevolmente regolabile variando la tensione di griglia, così nel transistore si ha una *corrente di collettore* I_c il cui valore è facilmente regolabile agendo sulla differenza di potenziale fra base ed emettitore. Occorre però tenere sempre presente che — a differenza di quanto accade normalmente per i triodi — nel circuito di regolazione (base-emettitore) circola una corrente I_b che provvede a reintegrare nella base le cariche positive (lacune) neutralizzate dagli elettroni in transito: il suo valore dipende, come quello di I_c, dalla differenza di potenziale fra base ed emettitore, ma è sempre molto più piccolo di I_c.

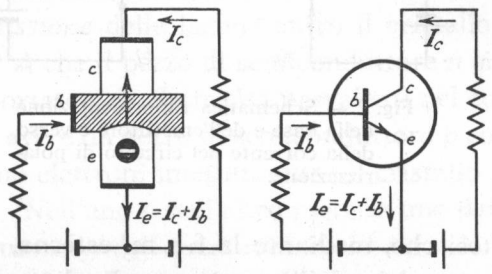


Fig. 4 — Transistore *n-p-n* correttamente polarizzato.

Una situazione analoga a quella che si ha nel transistore *n-p-n*, può individuarsi in un triodo la cui griglia sia mantenuta positiva di fronte al catodo (Cap. V, n. 4): esiste anche in tal caso l'azione di controllo della tensione griglia-catodo sulla corrente anodica ma si ha sempre una corrente di griglia, dipendente da detta tensione e generalmente assai minore della corrente anodica. Può quindi stabilirsi una analogia — messa in evidenza nella figura 5 — fra un transistore *n-p-n* ed un triodo con griglia polarizzata positivamente; essa fa corrispondere i collettori fra

loro, gli emettitori fra loro e la base alla griglia. Vedremo nel paragrafo seguente, dall'esame delle caratteristiche, come l'analogia si estenda abbastanza strettamente al funzionamento dei due dispositivi.

Quanto è stato detto per i transistori *n-p-n* vale anche, coi dovuti cambiamenti di segno, per i transistori *p-n-p*. In questi (fig. 6) il collettore deve essere polarizzato negativamente di fronte all'emettitore ed alla base per favorire il deflusso delle lacune (iniettate dall'emettitore nella base) dalla base al collettore; le lacune si dirigono allora verso l'elettrodo negativo del collettore ed ivi si neutralizzano a spese di elettroni che giungono dal circuito esterno. Sono tali elettroni che nel circuito esterno danno luogo alla corrente I_c (corrente di collettore) che naturalmente ha verso opposto a quella che si ha nei transistori *n-p-n*; anche la corrente di base — che provvede a reintegrare nella base gli elettroni catturati dalle lacune in transito — ha segno opposto a quella che si ha nei transistori *n-p-n*. L'azione di comando sulla corrente di collettore da parte della differenza di potenziale fra base ed emettitore si esplica nei transistori *p-n-p* come in quelli *n-p-n*; più in generale, a parte i segni, non c'è una differenza essenziale di funzionamento fra i transistori dei due tipi. Non esiste, invece, per i transistori *p-n-p* la possibilità di stabilire una analogia coi triodi a causa dei segni delle correnti e delle tensioni che sono opposte, dato che entro il transistore *p-n-p* si muovono cariche positive (lacune) mentre nel triodo si muovono elettroni. Può, però,

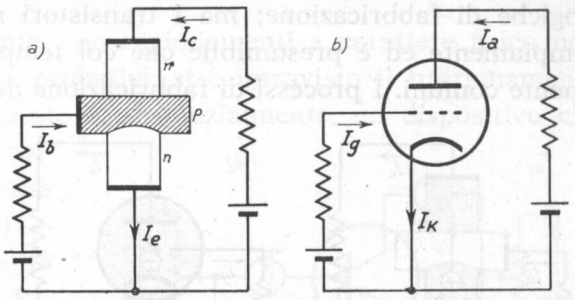


Fig. 5 — Analogia fra un transistore *n-p-n* ed un triodo con griglia polarizzata positivamente.

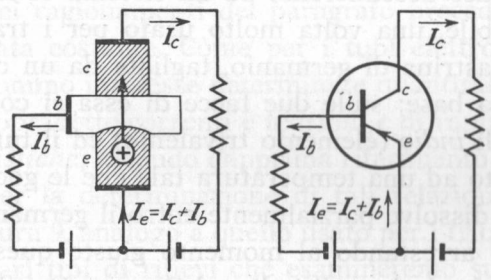


Fig. 6 — Transistore *p-n-p* correttamente polarizzato.

essere forse di qualche utilità paragonare il transistore *p-n-p* ad un triodo fittizio in cui dall'emettitore escano elettroni positivi invece che negativi; è facile, con l'immaginazione, prevedere per un tale triodo fittizio i versi delle tensioni e delle correnti di placca e di griglia e trasferirli per analogia al transistore *p-n-p* (fig. 7).

I transistori *p-n-p*, fino al momento attuale, sono stati messi in commercio in maniera prevalente rispetto a quelli *n-p-n*, per ragioni tecnologiche di fabbricazione; ma i transistori *n-p-n* si stanno diffondendo ampiamente ed è presumibile che col tempo i due tipi saranno egualmente comuni. I processi di fabbricazione dei transistori sono molto de-

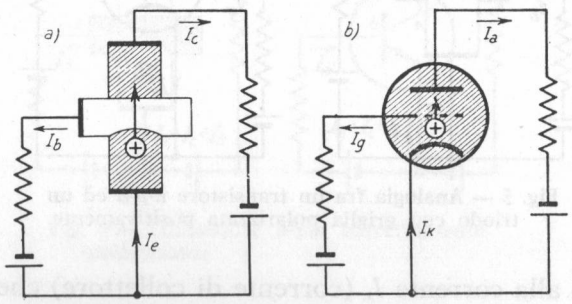


Fig. 7 — Analogia fra un transistore *p-n-p* ed un triodo fittizio in cui si muovano elettroni positivi invece che negativi.

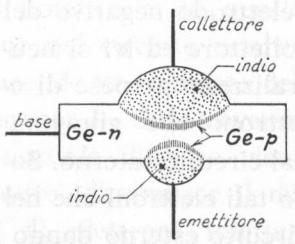


Fig. 8 — Costituzione di un transistore di tipo *p-n-p*.

licati e laboriosi e non è possibile qui darne neppure un'indicazione superficiale. Solo per fissare le idee accenneremo ad un sistema di fabbricazione facilmente comprensibile, una volta molto usato per i transistori *p-n-p*: si parte da una piastrina di germanio, tagliata da un cristallo di tipo *n*, che costituirà la base; sulle due facce di essa si comprimono due dischetti, o gocce, di *indio* (elemento trivalente) ed il tutto viene, entro appositi forni, portato ad una temperatura tale che le gocce di indio fondano. L'indio fuso si dissolve parzialmente entro il germanio formando una lega con esso ([2]); arrestando al momento giusto questo processo si vengono ad ottenere, fra la lega di indio ed il germanio, due regioni di separazione che risultano di tipo *p* (fig. 8). Sono tali regioni, insieme con la zona centrale di tipo *n*, che costituiscono il transistore; gli elettrodi sono poi saldati alle due gocce d'indio e ad un fianco della

([2]) - I transistori ottenuti con tale processo di fabbricazione si dicono *a lega* od *a fusione*.

piastrina di germanio. Le due gocce d'indio sono di dimensioni diverse, così che una delle regioni di tipo *p* risulta più vasta dell'altra; essa è usata per il collettore onde rendere più agevole la raccolta delle lacune che dall'emettitore giungono attraverso alla base (resa sottilissima nella zona interposta fra emettitore e collettore).

3. — Primo esame quantitativo del funzionamento dei transistori.

Nel paragrafo precedente, con ragionamenti a carattere fisico non rigorosi ma sufficientemente probativi, si è intravisto il funzionamento generale del transistore. Questo è, sostanzialmente, un dispositivo che permette di regolare una corrente relativamente intensa (*corrente di collettore*, I_c) agendo su una tensione molto piccola (*tensione di base* V_b, pari alla differenza di potenziale fra base ed emettitore) ed a spese di una corrente (corrente di base, I_b) di gran lunga più piccola di quella regolata; all'atto pratico, poi, sia la corrente regolata, I_c, che quella che si ha nel circuito di regolazione, I_b, dipendono anche dalla *tensione di collettore* V_c (differenza di potenziale esistente fra collettore ed emettitore) che, nei ragionamenti del paragrafo precedente, è stata tacitamente considerata costante. Come per i tubi elettronici, anche per i transistori è di sommo interesse determinare quantitativamente le mutue relazioni fra le sopradette correnti e tensioni e di rappresentarle mediante *curve caratteristiche*; facendo dapprima riferimento ad un transistore *n-p-n*, il circuito per la determinazione di tali relazioni è quello schematizzato nella figura 9, analogo a quello usato per i triodi (fig. V, 4). Con esso si compiono vari tipi di rilievi che esamineremo successivamente.

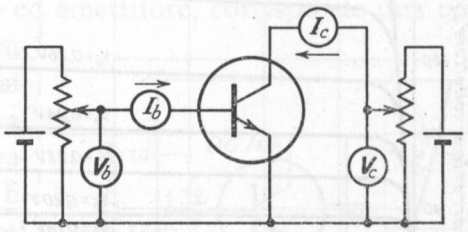


Fig. 9 — Schematica disposizione per il rilievo delle caratteristiche.

Dipendenza di I_c da V_c con V_b costante (caratteristiche di collettore). Assegnando a V_b un particolare valore, si determina la legge di dipendenza della corrente di collettore I_c dalla tensione di collettore V_c e la si rappresenta in un grafico cartesiano avente V_c in ascisse ed I_c in ordinate: la curva così ottenuta si dice *caratteristica di collettore a* V_b *costante*. Ripetendo la medesima determinazione in corrispondenza a

successivi valori (fra loro equidifferenti) della tensione di base si ottengono altrettante curve, il cui insieme costituisce la *famiglia delle caratteristiche di collettore a V_b costante*; un tipico esempio, relativo ad un transistore *n-p-n* al silicio, è indicato nella figura 10 *a*). La famiglia delle caratteristiche così ottenuta è la corrispondente della famiglia delle caratteristiche anodiche di un triodo *con griglia positiva* (Cap. V, n. 4, figura 17 *a*): anche queste sono, in effetti, caratteristiche di *collettore* (placca) con tensione costante dell'*elettrodo regolatore* (griglia). L'an-

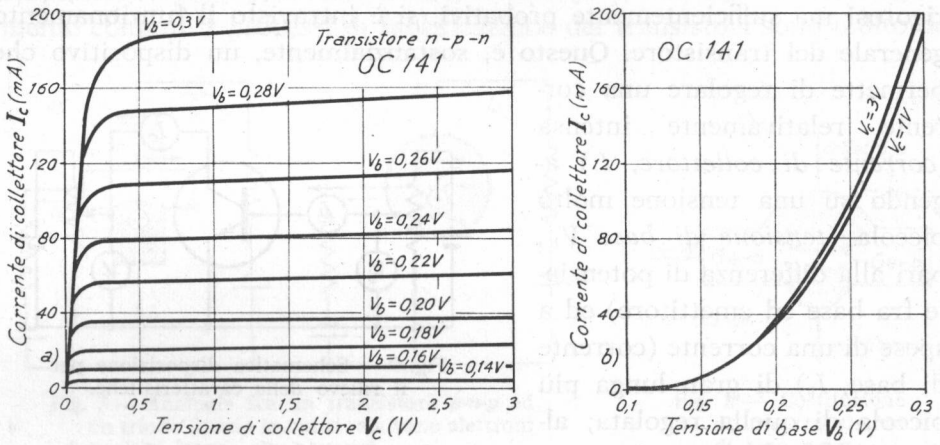


Fig. 10 — Dipendenza di I_c da V_c (con V_b costante) e da V_b (con V_c costante) in un transistore *n-p-n*.

damento delle caratteristiche del transistore è assai simile a quello delle caratteristiche dei pentodi ([3]); in particolare risulta evidente che la corrente di collettore è quasi indipendente dalla tensione di collettore, mentre dipende fortemente dalla tensione V_b dell'elettrodo di controllo (base).

DIPENDENZA DI I_c DA V_b CON V_c COSTANTE (CARATTERISTICHE MUTUE). Assegnando alla tensione di collettore un valore costante e misurando i valori assunti dalla corrente I_c al variare della tensione di base, si ottiene una curva che esprime la relazione fra la corrente di collettore e la tensione di base e corrisponde alla *caratteristica mutua* di un triodo con griglia positiva (Cap. V, n. 4, fig. 17 *b*). Data la piccola dipendenza di I_c

([3]) - Si notino peraltro i piccoli valori delle tensioni di collettore e di base in relazione ai valori della corrente di collettore.

da V_c, dianzi riscontrata, la curva cambia poco se si assegna a V_c un valore diverso; perciò la famiglia delle caratteristiche mutue si riduce ad uno stretto fascio di curve, di cui nella figura 10 ne sono indicate due, corrispondenti a $V_c = 1$ V e $V_c = 3$ V.

L'andamento assai curvo delle *caratteristiche* mutue indica che nel transistore la legge di dipendenza della corrente regolata (corrente di collettore) dalla tensione dell'elettrodo regolatore (tensione di base) *è ben lontana dalla legge lineare*; ciò, del resto, era rivelato nella figura 10 *a*) dalla spaziatura crescente, dal basso all'alto, delle caratteristiche di collettore corrispondenti a valori equidifferenti della tensione di base.

DIPENDENZA DI I_b DA V_b CON V_c COSTANTE (CARATTERISTICHE DI BASE). Alla tensione V_b, applicata fra base ed emettitore, corrisponde una corrente di base I_b; la legge di dipendenza di I_b da V_b si ricava, colla disposizione della figura 9, dando a V_c un valore costante e variando progressivamente V_b a partire da zero. Nella figura 11 è mostrata la curva che così si ottiene operando sul solito transistore, con $V_c = 1$ V; dando alla tensione di collettore valori diversi, si ottengono altrettante curve, ma esse sono generalmente così vicine l'una all'altra da potersi confondere in una unica curva. La curva così ottenuta è la *caratteristica di base media* del transistore, corrispondente alla caratteristica di griglia di un triodo con griglia positiva (Cap. V, n. 4, fig. 18): essa è, sostanzialmente, la caratteristica del diodo a giunzione formato dalla base e dall'emettitore.

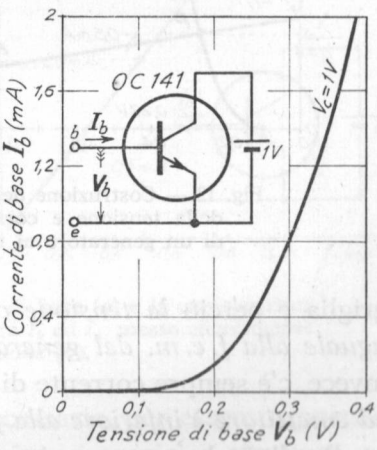


Fig. 11 — Dipendenza di I_b da V_b, con V_c costante.

La legge di dipendenza di I_b da V_b ora ricavata indica che il transistore (con V_c costante), visto dai morsetti base-emettitore (fig. 11) si comporta come un conduttore non ohmico, di cui la curva di figura 11 rappresenta la caratteristica; questa è utile per determinare i valori di I_b e V_b che si hanno quando ai morsetti b, e è applicato un generatore (fig. 12). Detta E_i la f. e. m. di tale generatore ed R_i la sua resistenza interna, si opera sulla caratteristica di base (ridisegnata nella fig. 12) col

metodo della retta di carico e si trovano agevolmente i desiderati valori di I_b e V_b corrispondenti al punto d'incontro P della retta con la caratteristica: ad esempio nella figura 12, con $E_i = 1{,}8$ V, $R_i = 3$ kΩ, per il solito transistore alimentato con $V_c = 1$ V, si ottiene $V_b = 0{,}27$ V, $I_b = 0{,}5$ mA.

Occorre fissare bene l'attenzione sul fatto che nei tubi elettronici, poichè si opera normalmente con griglia negativa, non c'è corrente di

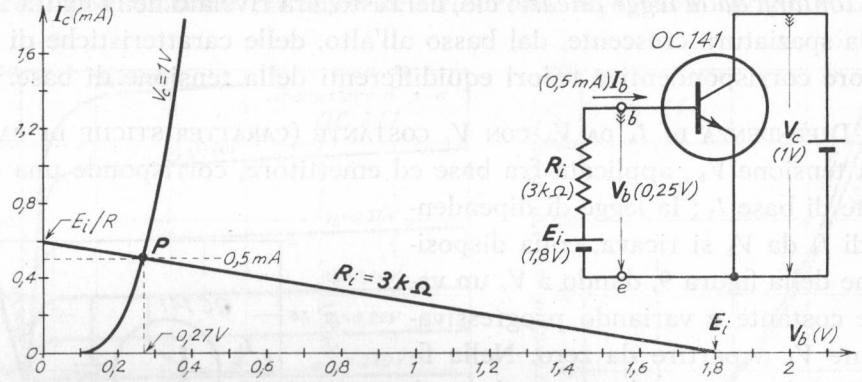


Fig. 12 — Costruzione della retta di carico per determinare i valori della tensione e corrente di base conseguenti all'applicazione di un generatore ai morsetti *b, e*.

griglia e perciò *la tensione che risulta applicata fra griglia e catodo è uguale alla f. e. m. del generatore collegato alla griglia*; nel transistore, invece, c'è sempre corrente di base e perciò *la tensione applicata fra base ed emettitore è inferiore alla f. e. m. del generatore* ed il suo valore, come quello di I_b deve essere ricavato col metodo della figura 12, oppure direttamente per via sperimentale.

4. — Relazione fra la corrente di collettore e la corrente di base.

Abbiamo visto nel numero precedente che se la tensione di collettore ha un valore costante (ad es. $V_c = 1$ V) e si varia la tensione di base, varia sia la corrente di collettore I_c sia la corrente di base; le curve che rappresentano la dipendenza di I_c ed I_b da V_b (figg. 10-11), disegnate con opportuna scala delle ordinate, sono riportate l'una a fianco dell'altra nella figura 13 *a, a'*). Dal confronto fra le due curve appare che — a parte le scale delle ordinate che stanno nel rapporto di circa *1* a *240* — le

leggi di dipendenza di I_b ed I_c da V_b sono sostanzialmente identiche: ciò è un indice della stretta relazione esistente fra le due correnti I_b ed I_c. Essa può essere posta maggiormente in evidenza mediante un grafico avente in ordinate i valori di I_c ed in ascisse i valori di I_b corrispondenti ai medesimi valori di V_b; partendo dalle due curve *a*) ed *a'*) della figura 13 si ottiene la curva *b*), *sostanzialmente una retta*, che esprime esplicitamente la relazione esistente fra la *corrente di collettore* I_c e la *corrente di base* I_b nel solito transistore *n-p-n* con tensione di collettore $V_c = 1$ V.

Dal confronto fra la nuova curva e la caratteristica *a'*) della figura 13 appare che la relazione fra I_c ed I_b è molto più semplice che non quella

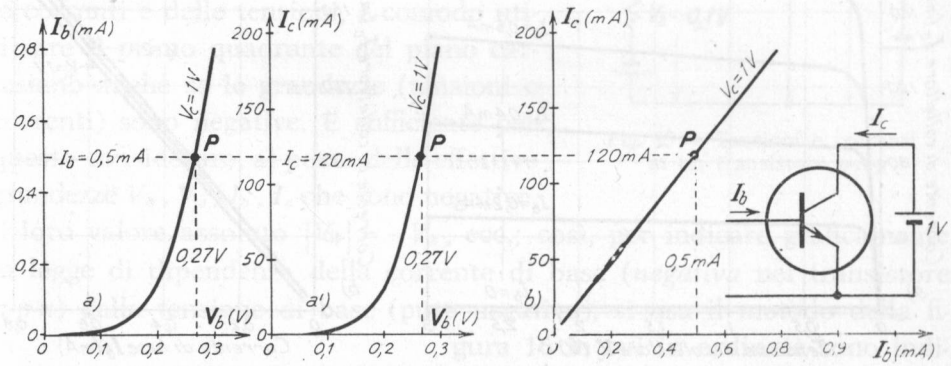


Fig. 13 — Dal confronto fra la caratteristica di base (*a*) e la caratteristica mutua (*a'*) appare una stretta relazione fra I_b ed I_c, messa chiaramente in evidenza dalla *caratteristica di regolazione* (*b*).

fra I_c e V_b e si presta comodamente, se necessario, per essere rappresentata matematicamente; questo fatto ha spinto i tecnici a sfruttare, per lo studio e le applicazioni dei transistori, la relazione fra *corrente* di collettore I_c e *corrente* di base, piuttosto che la relazione fra *corrente* del collettore e *tensione* dell'elettrodo regolatore (base) come si fa nei tubi elettronici. Ciò conduce a considerare il transistore come un organo in cui una corrente relativamente forte (I_c) è regolata a spese di una corrente assai più debole (I_b): la curva *b*) della figura 13, che esprime la relazione fra I_c ed I_b è detta, per questo, *caratteristica di regolazione* (4).

(4) - Noto il valore di I_b (per esempio, determinato col metodo della figura 12) dalla caratteristica di regolazione si ottiene immediatamente il valore che ha la corrente di collettore I_c con la data tensione di collettore; così se è $I_b = 0{,}5$ mA (punto *P*) risulta $I_c = 120$ mA.

Nel sopracitato ordine di idee è utile ricavare nuovamente le *caratteristiche di collettore* (n. 3, fig. 10 *a*) mantenendo costante non il valore della tensione di base V_b, ma invece *il valore della corrente di base* I_b. Le curve che così si ottengono sono molto simili a quelle con V_b costante (fig. 10 *a*) ma hanno il pregio (derivante dalla linearità della relazione intercorrente fra I_c ed I_b) che a valori equidifferenti di I_b corrispondono caratteristiche praticamente equidistanti fra loro. Nella figura 14 *a*) è indicata la famiglia delle *caratteristiche di collettore ad* I_b *costante*, re-

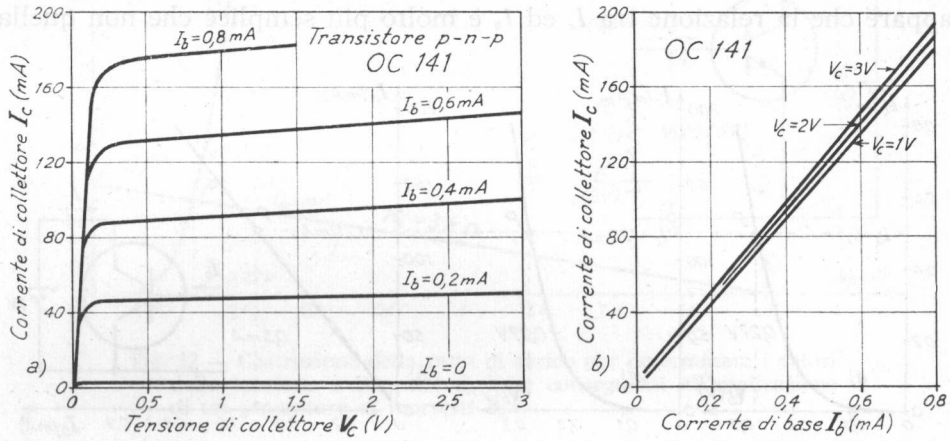


Fig. 14 — Caratteristiche di collettore, con I_b costante, di un transistore *n-p-n* e corrispondenti caratteristiche di regolazione, con V_c costante.

lativa al medesimo transistore *n-p-n* di cui nella figura 10 erano riportate le caratteristiche a V_b costante; nella figura 14 *b*) sono indicate tre *caratteristiche di regolazione* dello stesso transistore relative a tre diversi valori di V_c. Un semplice confronto delle figure 10 e 14 mostra la maggiore semplicità delle due ultime famiglie di caratteristiche di fronte alle prime: in considerazione di ciò le *caratteristiche di collettore ad* I_b *costante* e le *caratteristiche di regolazione* sono usate esclusivamente di fronte alle altre famiglie di caratteristiche.

5. — Caratteristiche dei transistori p-n-p.

Quanto è stato detto per i transistori *n-p-n* in merito alle relazioni di dipendenza fra le correnti I_b, I_c e le tensioni V_b, V_c, vale in maniera praticamente identica per i transistori *p-n-p*. C'è però il fatto che la base

ed il collettore sono negativi di fronte all'emettitore (fig. 6) e pertanto le tensioni V_b e V_c hanno segno opposto al caso precedente (ad es.: $V_b = -0{,}1$ V, $V_c = -1$ V) e le correnti I_b ed I_c sono *uscenti* dagli elettrodi invece che *entranti*, come nei transistori *n-p-n* (e nei tubi). Poichè, per convenzione, *si considerano positive le correnti entranti negli elettrodi*, le correnti di base e di collettore risultano negative: ad esempio, $I_b = -20\ \mu A$, $I_c = -800\ \mu A$ (fig. 15).

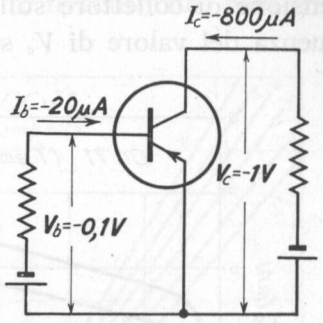


Fig. 15 — Tensioni e correnti in un transistore *p-n-p*.

Per quanto riguarda la rappresentazione grafica delle leggi di dipendenza delle correnti e delle tensioni, è comodo utilizzare il primo quadrante del piano cartesiano anche se le grandezze (tensioni e correnti) sono negative. È sufficiente per questo considerare, al posto delle effettive grandezze V_b, V_c, I_b, I_c che sono negative, il loro valore assoluto $|V_b| = -V_b$, ecc.; così, per indicare graficamente la legge di dipendenza della corrente di base (*negativa* nel transistore *n-p-n*) dalla tensione di base (pure negativa), si usa il metodo della figura 16 in cui in ordinate sono indicati i valori di $-I_b$ ed in ascisse i valori di $-V_b$. Il grafico così ottenuto (che rappresenta manifestamente una caratteristica di base) risulta in tal modo confrontabile direttamente col corrispondente grafico relativo al transistore *n-p-n* (fig. 11) od al triodo con griglia positiva (Cap. V, n. 4, fig. 18).

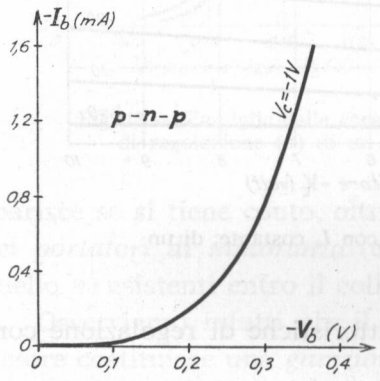


Fig. 16 — Caratteristica di base di un transistore *p-n-p*.

Con la sopradetta convenzione, nella figura 17 è riportata la famiglia delle *caratteristiche di collettore con I_b costante* di un tipico transistore *p-n-p*, corrispondente a quella riportata nella figura 10 *a*) per un transistore *n-p-n*; in un suo punto P essa indica il valore ($I_c = -3$ mA) che la corrente di collettore assume quando, mantenendo la corrente di base ad un particolare valore ($I_b = -50\ \mu A$), si dà alla tensione di collettore un determinato valore ($V_b = -6$ V).

Nella figura 18 sono riportate le famiglie delle *caratteristiche di base* (*a*) e delle *caratteristiche di regolazione* (*b*) del medesimo transistore. Delle caratteristiche di base sono state indicate solo quelle corrispondenti a due valori assai diversi di V_c, perchè le altre coinciderebbero praticamente con esse; ciò stà ad indicare la scarsa influenza esercitata dalla tensione di collettore sulla corrente di base. Più sentita è, invece, l'influenza del valore di V_c sulla relazione esistente fra I_b ed I_c, com'è ri-

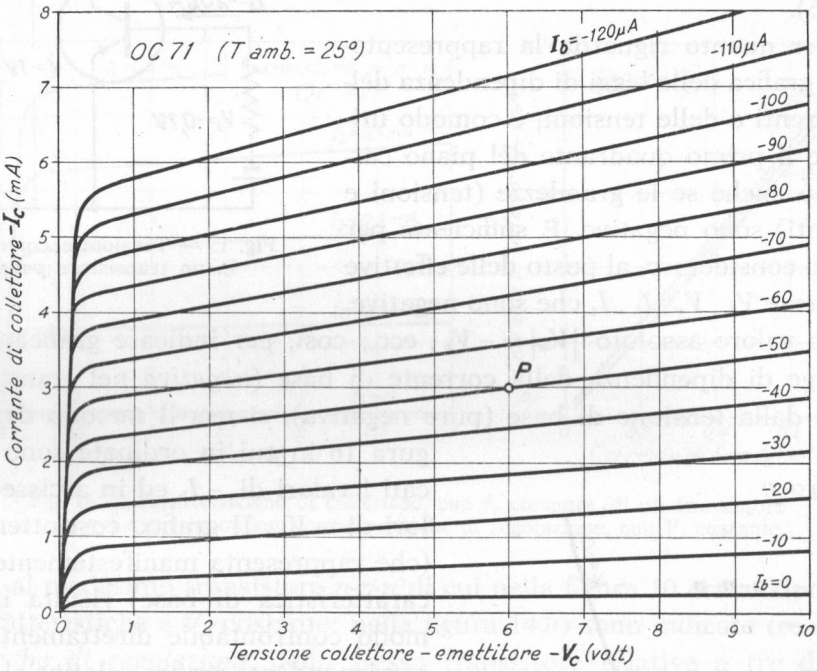


Fig. 17 — Caratteristiche di collettore, con I_b costante, di un transistore *p-n-p*.

velato dalla diversa inclinazione delle caratteristiche di regolazione corrispondenti a valori di V_c diversi.

Prima di passare all'utilizzazione delle famiglie di caratteristiche per il calcolo dei circuiti contenenti transistori, vogliamo trarne profitto per approfondire il meccanismo di funzionamento del transistore, la cui spiegazione (accennata nel n. 2) è stata, per necessità, piuttosto semplicistica. Osserviamo nelle figure 14 *a*) e 17 che esiste una caratteristica di collettore corrispondente ad $I_b=0$; ciò significa che esiste

una corrente di collettore non nulla anche quando la corrente di base è nulla (5). Questo fatto è in apparente contrasto con quanto è stato ammesso in precedenza, che la corrente di collettore passa *a spese* di una corrente di base, necessaria (ad esempio, nel transistore *p-n-p*) per reintegrare gli elettroni che nella base rimangono neutralizzati dalle *lacune* in transito dall'emettitore al collettore (6); il contrasto, peraltro,

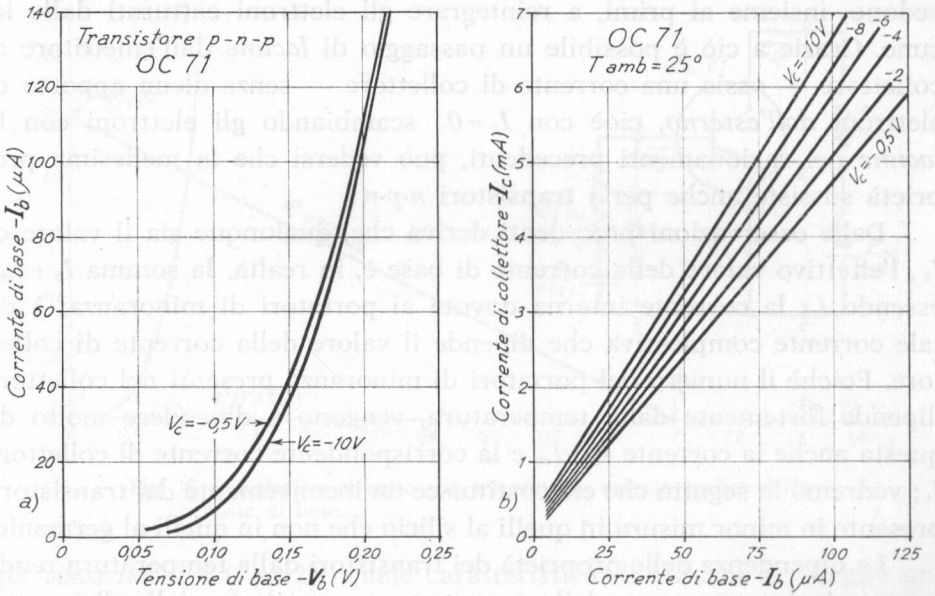


Fig. 18 — Famiglie delle caratteristiche di base (*a*) e delle caratteristiche di regolazione (*b*) di un transistore *p-n-p*.

sparisce se si tiene conto, oltre che dei *portatori di maggioranza*, anche dei *portatori di minoranza* (elettroni nel semiconduttore *p*, lacune in quello *n*) esistenti entro il collettore per effetto termico (Cap. VIII, n. 5).

Osserviamo, infatti, che il complesso collettore-base di qualsiasi transistore costituisce una *giunzione* a cui è sempre applicata una *polarizzazione inversa* (Cap. VIII, n. 6), cioè una tensione negativa fra il semicon-

(5) - In particolare, quindi, anche quando il conduttore di base è staccato.

(6) - Nel transistore *n-p-n* la corrente di base provvede a reintegrare le *lacune* neutralizzate dagli elettroni che transitano dall'emettitore al collettore.

duttore p e quello n (7); così, se in un transistore p-n-p è $V_c = -2$ V, $V_b = -0{,}1$ V, la tensione applicata fra il collettore (di tipo p) e la base (di tipo n) ha il valore $V_c - V_b = -1{,}9$ V. Sotto l'azione di tale *tensione inversa*, gli *elettroni termici* del collettore (portatori di minoranza) attraversano la giunzione ed entrano nella base: alla base arrivano quindi elettroni, non soltanto dal generatore esterno ad essa eventualmente collegato (fig. 15), ma anche, internamente, dal collettore; questi ultimi provvedono, insieme ai primi, a reintegrare gli elettroni catturati dalle lacune. Grazie a ciò è possibile un passaggio di *lacune* dall'emettitore al collettore — ossia una corrente di collettore — senza alcun apporto di elettroni *dall'esterno*, cioè con $I_b = 0$; scambiando gli elettroni con le *lacune* nei ragionamenti precedenti, può vedersi che la medesima proprietà sussiste anche per i transistori n-p-n.

Dalle osservazioni precedenti deriva che, qualunque sia il valore di I_b, l'effettivo valore della corrente di base è, in realtà, la somma $I_b + I_{cb}$, essendo I_{cb} la corrente interna dovuta ai portatori di minoranza; è da tale corrente complessiva che dipende il valore della corrente di collettore. Poichè il numero dei portatori di minoranza presenti nel collettore dipende fortemente dalla temperatura, vengono a dipendere molto da questa anche la corrente $I_b + I_{cb}$ e la corrispondente corrente di collettore I_c; vedremo in seguito che ciò costituisce un inconveniente dei transistori, presente in minor misura in quelli al silicio che non in quelli al germanio.

La dipendenza delle proprietà dei transistori dalla temperatura rende necessaria la conoscenza della temperatura a cui le famiglie di caratteristiche sono state ricavate; questa è quindi generalmente indicata nelle caratteristiche fornite dai cataloghi.

6. — Studio grafico dei circuiti comprendenti i transistori.

Le famiglie di caratteristiche introdotte nei precedenti paragrafi hanno per i transistori la medesima importanza delle famiglie di caratteristiche dei tubi elettronici in quanto consentono il calcolo dei circuiti in cui i transistori stessi sono introdotti; per il calcolo grafico sono particolarmente utili le caratteristiche di base (figg. 11, 16) e le caratteristiche di collettore con parametro I_b (figg. 14, 17).

---

(7) - Il transistore, dunque, può considerarsi come l'insieme di due giunzioni: la *giunzione base-emettitore*, polarizzata in senso diretto (con passaggio, quindi, di portatori di maggioranza dall'emettitore alla base) e la *giunzione collettore-base* polarizzata in senso inverso.

Consideriamo il semplice, ma assai generale (8), circuito della figura 19, in cui fra il collettore e l'emettitore di un transistore *p-n-p* è applicata una tensione di alimentazione $E_{ao} = -9$ V (per es., due batterie tascabili in serie) tramite una resistenza $R_c = 1500\,\Omega$, mentre fra base ed emettitore è applicata la tensione $E_i = -1$ V tramite la resistenza $R = 10$ kΩ. Il calcolo della corrente di base si compie col metodo della retta di carico

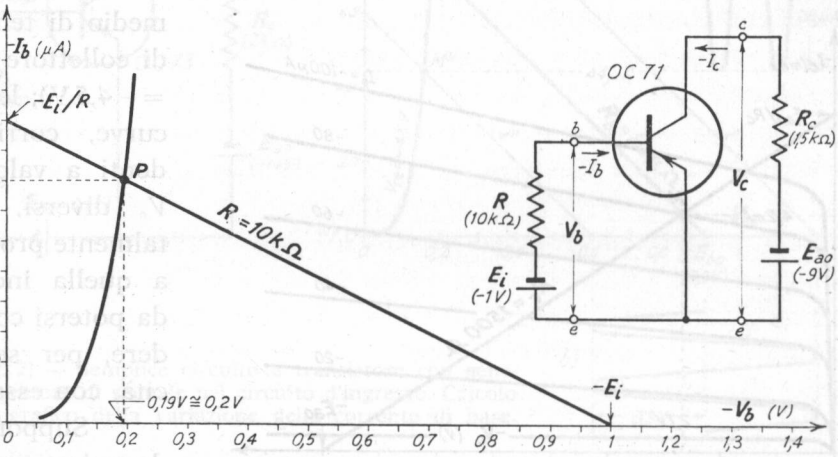


Fig. 19 — Semplice circuito con transistore: calcolo grafico della corrente di base.

già visto nel n. 3 (fig. 12): quale caratteristica di base se ne sceglie una media dello stretto fascio di curve (fig. 18 *a*) corrispondente ai vari valori di V_c (9).

Operando in tal modo, dalla costruzione grafica della figura 19 si ottiene per la corrente di base il valore $-I_b = 80$ μA. Tracciata allora, nel piano delle caratteristiche di collettore (fig. 20), la retta di carico corrispondente a $-E_{ao} = 9$ V, $R_c = 1500\,\Omega$, le condizioni di funzionamento del circuito risultano caratterizzate dai seguenti valori $I_b = -80$ μA,

(8) - Come si è già messo in evidenza per i tubi, la generalità deriva dal fatto che i complessi di E_i, R ed E_{ao}, R_c possono rappresentare, per il teorema di Thevenin, due qualsiasi reti lineari attive in corrente continua.

(9) - Il valore di V_c non è noto e quindi l'effettiva caratteristica non è individuabile con esattezza; ma gli errori che si commettono scegliendo una caratteristica media dello stretto fascio di curve non sono certo superiori, ad esempio, a quelli dovuti alle tolleranze con cui le caratteristiche fornite dai cataloghi si adattano al particolare transistore usato.

$V_b = -0{,}2$ V (fig. 19); $I_c = -4{,}2$ mA, $V_c = -2{,}7$ V (fig. 20).

Consideriamo ora il circuito della figura 21, analogo al precedente ma con un generatore di un segnale e_i nel circuito di base (*circuito d'ingresso*). Le caratteristiche di base e di collettore del transistore impiegato (*p-n-p*, tipo *OC73*) sono indicate nelle figure 21 e 22. Nella figura 21 è riportata, della famiglia delle caratteristiche di base, una sola curva relativa ad un valore medio di tensione di collettore ($V_c = -4{,}5$ V); le altre curve, corrispondenti a valori di V_c diversi, sono talmente prossime a quella indicata da potersi confondere, per semplicità, con essa.

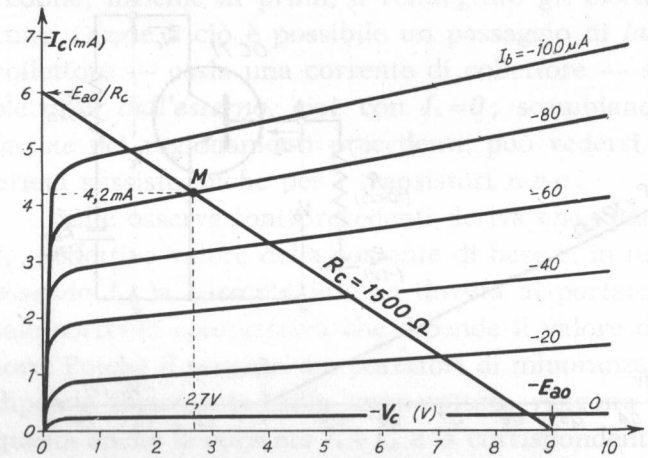


Fig. 20 — Calcolo grafico del circuito di figura 19: circuito di collettore.

Supponendo dapprima nullo il segnale e_i, si trovano le condizioni di funzionamento a riposo nel circuito d'ingresso tracciando la retta di carico relativa alla *tensione di polarizzazione* di base $E_{bo} = -0{,}9$ V ed alla resistenza $R_b = 10$ kΩ. Come è indicato nella figura 21 (punto M), la corrente di base a riposo risulta $I_{bo} = -72$ μA. L'effetto del segnale e_i — che supporremo sinusoidale con ampiezza $E_i = 0{,}3$ V (diagr. *b*) — si traduce in un'oscillazione della tensione applicata attorno ad E_{bo}, a cui corrisponde un movimento della retta di carico parallelamente a sè stessa fra due posizioni r' ed r'' indicate nella figura 21 *a*). Con evidente costruzione è allora possibile ricavare la variazione da ciò prodotta nella corrente di base (diagr. *c*). Se, come nell'esempio considerato, il tratto di caratteristica di base interessato può considerarsi approssimativamente rettilineo, la variazione risulta sensibilmente sinusoidale: si può, allora, pensare che alla corrente di riposo I_{bo} risulti sovrapposta una corrente alternativa j_b, proporzionale ad e_i, e quindi la corrente di base abbia il valore $i_b = I_{bo} + j_b$.

Per trovare le conseguenze, nel circuito di collettore della variazione

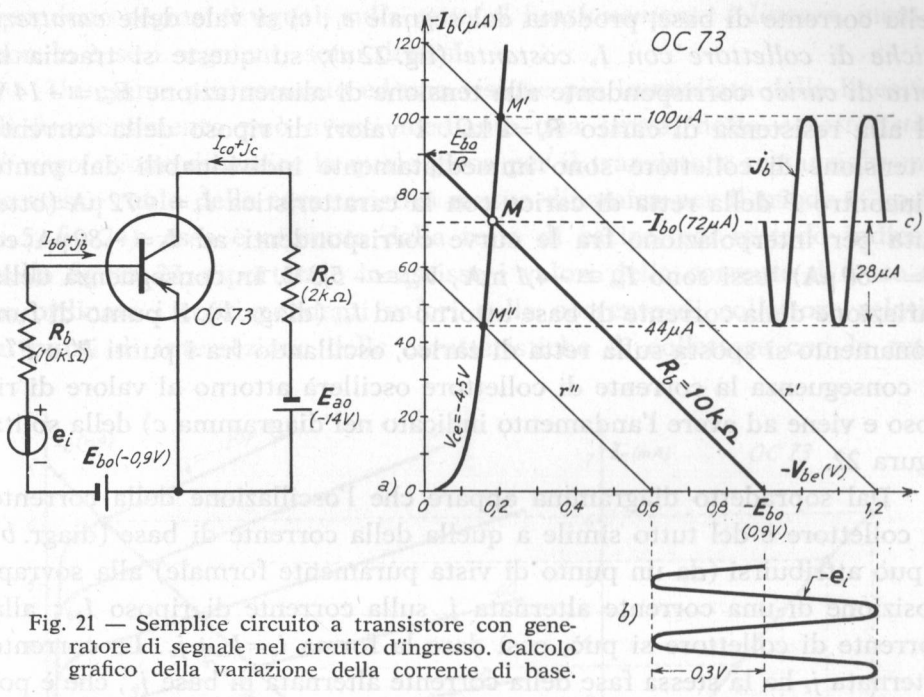


Fig. 21 — Semplice circuito a transistore con generatore di segnale nel circuito d'ingresso. Calcolo grafico della variazione della corrente di base.

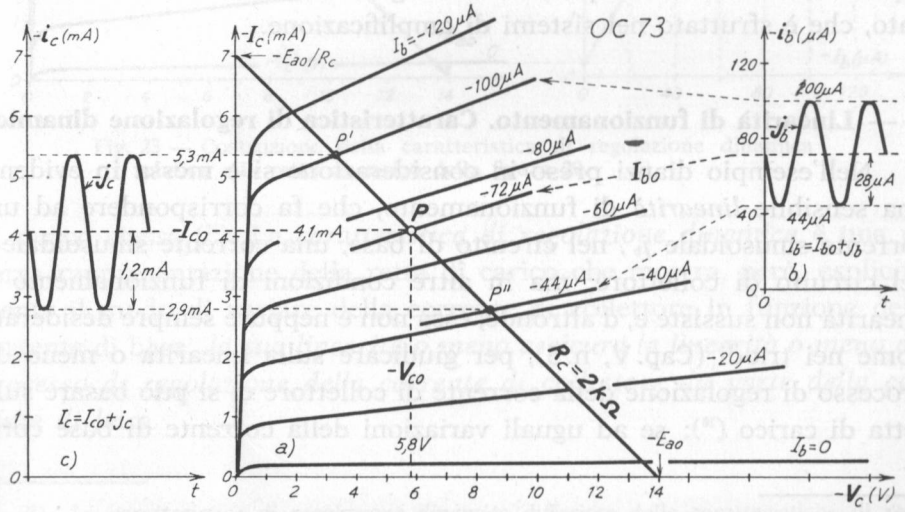


Fig. 22 — Caratteristiche di collettore del transistore *OC73*. Calcolo grafico della variazione della corrente di collettore conseguente alla variazione della corrente di base.

della corrente di base, prodotta dal segnale e_i, ci si vale delle *caratteristiche di collettore con I_b costante* (fig. 22 *a*); su queste si traccia la *retta di carico* corrispondente alla tensione di alimentazione $E_{ao} = -14$ V ed alla resistenza di carico $R_c = 2$ kΩ. I valori di riposo della corrente e tensione di collettore sono immediatamente individuabili dal punto d'incontro P della retta di carico con la caratteristica $I_b = -72$ μA (ottenuta per interpolazione fra le curve corrispondenti ad $I_b = -80$ μA ed $I_b = -60$ μA): essi sono $I_{co} \cong -4{,}1$ mA, $V_{co} \cong -5{,}8$ V. In conseguenza della variazione della corrente di base attorno ad I_{bo} (diagr. *b*), il punto di funzionamento si sposta sulla retta di carico, oscillando fra i punti P' e P'': di conseguenza la corrente di collettore oscillerà attorno al valore di riposo e viene ad avere l'andamento indicato nel diagramma *c*) della solita figura 22.

Dal sopradetto diagramma appare che l'oscillazione della corrente di collettore è del tutto simile a quella della corrente di base (diagr. *b*) e può attribuirsi (da un punto di vista puramente formale) alla sovrapposizione di una corrente alternata j_c sulla corrente di riposo I_{bo}; alla corrente di collettore si può, così dare la forma $i_c = I_{co} + j_c$. La corrente alternata j_c ha la stessa fase della corrente alternata di base j_b, che è poi quella del segnale applicato: l'ampiezza di j_c ($J_c \cong 1{,}2$ mA) è circa 35 volte maggiore dell'ampiezza di j_b ($J_b \cong 28$ μA) e questo costituisce uno degli aspetti caratteristici del processo di regolazione di corrente ora esaminato, che è sfruttato nei sistemi di amplificazione.

7. — Linearità di funzionamento. Caratteristica di regolazione dinamica.

Nell'esempio dianzi preso in considerazione si è messa in evidenza una sensibile *linearità* di funzionamento, che fa corrispondere ad una corrente sinusoidale j_b, nel circuito di base, una corrente sinusoidale j_c nel circuito di collettore; ma in altre condizioni di funzionamento la linearità non sussiste e, d'altronde, essa non è neppure sempre desiderata. Come nei triodi (Cap. V, n. 5), per giudicare sulla linearità o meno del processo di regolazione della corrente di collettore ci si può basare sulla retta di carico ([10]): se ad uguali variazioni della corrente di base corri-

([10]) - La retta di carico tracciata sulle caratteristiche di collettore è, come per i triodi (Cap. V, n. 5), spesso chiamata *caratteristica di lavoro* (o dinamica) perchè è il luogo dei punti di funzionamento del transistore nel circuito considerato.

spondono segmenti uguali sulla retta, *il funzionamento è lineare*, mentre non lo è se i segmenti sono diversi.

Un esame più accurato ed una visione più immediata della linearità di funzionamento può aversi mediante una curva, detta *caratteristica di regolazione dinamica* la quale gioca per il transistore sostanzialmente lo stesso ruolo della caratteristica mutua dinamica per il triodo (Cap. V, n. 5, fig. 24); essa è ottenuta dalla retta di carico, col metodo indicato nella figura 23, riportando in ascisse i valori della corrente di base ed in ordinate i corrispondenti valori della corrente di collettore relativi ai punti di intersezione delle caratteristiche di collettore con la retta

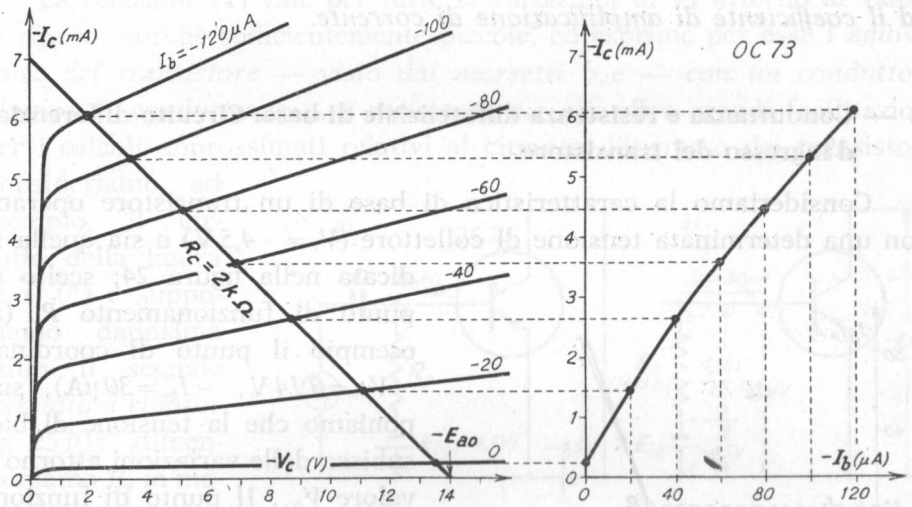


Fig. 23 — Costruzione della caratteristica di regolazione dinamica relativa alla retta di carico della figura 22.

di carico stessa ([11]). La *caratteristica di regolazione dinamica* è una diversa rappresentazione della retta di carico che mostra, però, esplicitamente il modo di variare della corrente di collettore in funzione della corrente di base: *la sua linearità o meno assicura la linearità o meno del processo di regolazione della corrente di collettore da parte della corrente di base.*

([11]) - La *caratteristica di regolazione dinamica* differisce dalle caratteristiche di regolazione di cui abbiamo parlato nei nn. 4-5 (figg. 14, 18) — che ora diremo *statiche* — in quanto queste sono ricavate in corrispondenza ad $R_c = 0$; in tal caso la retta di carico è parallela all'asse delle ordinate, ma la costruzione è identica a quella di figura 23.

Pur trattandosi solo di un caso particolare, la caratteristica di regolazione dinamica della figura 23 fa agevolmente comprendere che *se le variazioni di I_b attorno ad un determinato valore di riposo I_{bo} sono sufficientemente piccole, la linearità di funzionamento può ritenersi assicurata*: in tali condizioni i calcoli dei circuiti comprendenti i transistori possono compiersi con un metodo analitico approssimato che è l'esatto corrispettivo del metodo del circuito differenziale già introdotto per i triodi (Cap. V, nn. 6-10). Per applicare tale metodo ai transistori occorre definire alcuni parametri differenziali, analoghi a quelli usati per i tubi elettronici: essi sono principalmente *la conduttanza (e resistenza) differenziale di base, la conduttanza (e resistenza) differenziale di collettore ed il coefficiente di amplificazione di corrente.*

8. — Conduttanza e resistenza differenziale di base. Circuito differenziale d'ingresso del transistore.

Consideriamo la caratteristica di base di un transistore operante con una determinata tensione di collettore ($V_c = -4{,}5$ V) e sia quella indicata nella figura 24; scelto un punto di funzionamento P_o (ad esempio il punto di coordinate $-V_{bo} = 0{,}14$ V, $-I_{bo} = 30$ μA), supponiamo che la tensione di base subisca delle variazioni attorno al valore V_{bo}. Il punto di funzionamento si muoverà allora sulla caratteristica attorno a P_o: se però le variazioni di V_b sono sufficientemente piccole, si potrà (come si fa per il diodo e per gli altri tubi elettronici) supporre che il punto si muova sulla retta t (fig. 24) tangente alla curva nel punto P_o. Se ΔV_b è allora una variazione di V_b sufficientemente piccola e ΔI_b è la variazione risultante di I_b, fra le due sussisterà la relazione:

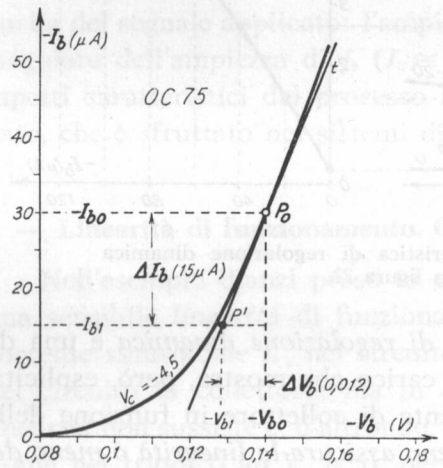


Fig. 24 — Per definire la conduttanza e la resistenza differenziale di base dei transistori.

$$(1) \qquad \frac{\Delta I_b}{\Delta V_b} = g_b = \frac{1}{r_b},$$

dove $g_b = 1/r_b$ è il coefficiente angolare della tangente alla curva nel punto P_o. I coefficienti g_b ed r_b, che saranno da noi denominati *conduttanza differenziale di base* e *resistenza differenziale di base*, hanno lo stesso significato della conduttanza e della resistenza differenziale anodica del diodo (Cap. IV, n. 11); nel caso della figura 24 g_b ed r_b hanno manifestamente i valori:

$$(2)\quad \begin{cases} g_b = \dfrac{\Delta I_b}{\Delta V_b} = \dfrac{15 \cdot 10^{-6}}{0{,}012} = 1{,}25 \cdot 10^{-3} & (\mathrm{A/V}), \\ r_b = \dfrac{\Delta V_b}{\Delta I_b} = \dfrac{0{,}012}{15 \cdot 10^{-6}} = 800 & (\Omega). \end{cases}$$

La relazione (1) vale per tutte le variazioni di V_b attorno al valore di riposo, purchè sufficientemente piccole, ed esprime per esse l'*equivalenza del transistore — visto dai morsetti b, e — con un conduttore ohmico di conduttanza g_b e resistenza r_b*; ciò offre grandi facilitazioni per i calcoli approssimati relativi al circuito d'ingresso dei transistori. Consideriamo, ad esempio, il circuito della figura 25 *a*) ([12]) e supponiamo dapprima nullo il segnale (*circuito a riposo*: fig. 25 *b*): dimensioniamo R_p in maniera che la *batteria di polarizzazione* $E_{bo} = -4{,}5$ V porti il transistore (che supporremo quello medesimo a cui si riferisce la caratteristica di figura 24) ad operare nel punto di funzionamento P_o, a cui corrisponde $I_{bo} = -30\ \mu$A, $V_b = -0{,}14$ V. Affinchè fra base ed emettitore vi sia una differenza di potenziale di $-0{,}14$ V mentre la tensione applicata è $-4{,}5$ V, occorre che in R_p la corrente di $30\ \mu$A produca una caduta di $4{,}36$ V; pertanto dovrà essere $R_p = 4{,}36/30 \cdot 10^{-6} \cong 1{,}45 \cdot 10^5\ \Omega$.

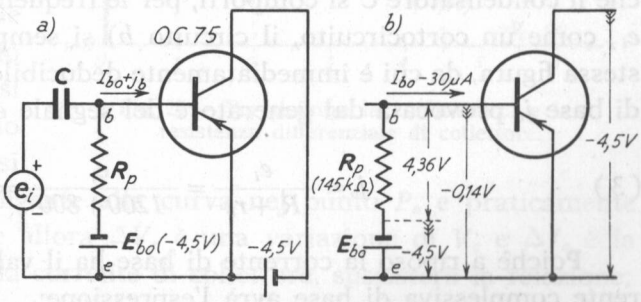


Fig. 25 — Circuito d'ingresso di un transistore *p-n-p* e sua situazione a riposo.

([12]) - Vedremo in seguito che esso è molto usato per applicare ai transistori (ed anche ai tubi) il segnale d'ingresso (prodotto dal generatore e_i) e la tensione continua di *polarizzazione*.

Supponiamo ora che il generatore del segnale entri in funzione e produca variazioni relativamente piccole di fronte ai valori di riposo; poichè il transistore, visto dai morsetti b, e si comporta, per le variazioni della tensione e della corrente, come una resistenza di valore r_b, il circuito *a*) della figura 25 è sostituibile col circuito *a*) della figura 26 che è il suo *circuito differenziale.* Supponendo che il generatore abbia una f. e. m. e_i ed una resistenza interna $R_i = 1200\,\Omega$, il circuito differenziale diviene quello della figura 26 *b*), dove si è trascurata la resistenza R_p enormemente più grande di r_b a cui è in parallelo; ammettendo poi che il condensatore C si comporti, per le frequenze contenute nel segnale e_i, come un cortocircuito, il circuito *b*) si semplifica in quello *c*) della stessa figura, da cui è immediatamente deducibile il valore della corrente di base j_b provocata dal generatore del segnale e_i:

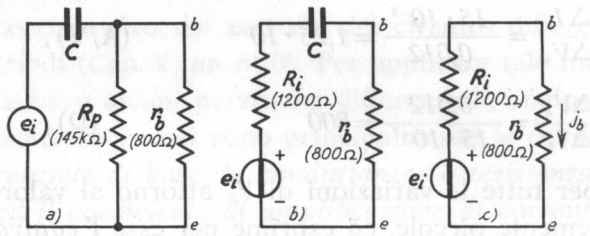


Fig 26 — Circuito differenziale corrispondente al circuito di figura 25 e sue semplificazioni.

$$(3) \qquad j_b = \frac{e_i}{R_i + r_b} = \frac{e_i}{1200 + 800} = 5 \cdot 10^{-4}\, e_i \qquad \text{(A)}.$$

Poichè a riposo la corrente di base ha il valore $I_{bo} = -30\ \mu\text{A}$, la corrente complessiva di base avrà l'espressione:

$$(4) \qquad i_b = I_{bo} + j_b = -3 \cdot 10^{-5} + 5 \cdot 10^{-4}\, e_i \ ;$$

il conseguente valore della corrente di collettore potrà poi essere ricavato o per via grafica o, più comodamente, col metodo che introdurremo nel prossimo paragrafo.

Nelle considerazioni si è supposto tacitamente che V_c fosse costante, ma, anche se esso subisse delle variazioni, i risultati raggiunti cambierebbero solo in maniera irrisoria; ciò dipende dal fatto che la caratteristica di base varia in maniera irrilevante al variare di V_c (fig. 18 *a*) e, pertanto, sia il punto di funzionamento a riposo che i valori di r_b e g_b praticamente non cambiano. Comunque su questo argomento sarà fatta una precisazione nel seguito (n. 11).

9. — Conduttanza e resistenza differenziale di collettore. Coefficiente di amplificazione di corrente. Generatore differenziale equivalente.

Consideriamo un transistore a cui sia applicata una tensione V_{co} fra collettore ed emettitore ed in cui la corrente di base abbia un valore costante I_{bo}, così che la corrente di collettore abbia un valore costante I_{co}. Mantenendo costante il valore della corrente di base, supponiamo che la tensione di collettore V_c subisca delle variazioni attorno al valore V_{co}: il punto di funzionamento si muoverà allora sulla caratteristica di collettore corrispondente ad $I_b = I_{bo}$ (fig. 27), attorno al punto di funzionamento P_o. Se le variazioni di V_c sono sufficientemente piccole, si potrà anche in questo caso supporre che il punto si muova sulla retta t, tangente alla curva nel punto P_o e praticamente coincidente con essa; se allora ΔV_c è una variazione di V_c e ΔI_c è la variazione risultante della corrente di collettore, sussisterà la relazione:

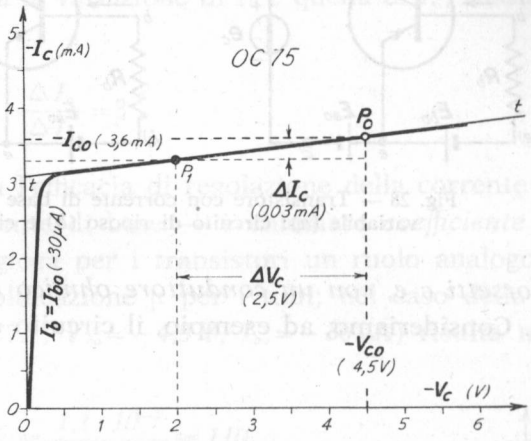


Fig. 27 — Per definire la conduttanza e la resistenza differenziale di collettore.

$$(1) \qquad \frac{\Delta I_c}{\Delta V_c} = g_c = \frac{1}{r_c},$$

dove $g_c = 1/r_c$ è il coefficiente angolare della sopradetta tangente. I coefficienti g_c ed r_c sono denominati *conduttanza e resistenza differenziale di collettore* ed hanno lo stesso significato della conduttanza e resistenza differenziale anodica dei tubi elettronici (Cap. V, n. 8; Cap. VI, n. 4); nel caso della figura 27 (transistore *p-n-p OC75*; $V_{co} = -4{,}5$ V, $I_{bo} = -30$ μA, $I_{co} = -3{,}6$ mA) g_c ed r_c hanno manifestamente i valori:

$$(2) \qquad \begin{cases} g_c = \dfrac{\Delta I_c}{\Delta V_c} = \dfrac{0{,}03 \cdot 10^{-3}}{2{,}5} = 1{,}2 \cdot 10^{-5} & (\mathrm{A/V}), \\ r_c = \dfrac{\Delta V_c}{\Delta I_c} = \dfrac{2{,}5}{0{,}03 \cdot 10^{-3}} = 8{,}3 \cdot 10^{4} & (\Omega). \end{cases}$$

La relazione (1) vale per tutte le variazioni di V_c ed I_c attorno ai loro valori di riposo, purchè non siano così grandi da uscire dalla zona di linearità, ed esprimere per esse *l'equivalenza del transistore, visto dai*

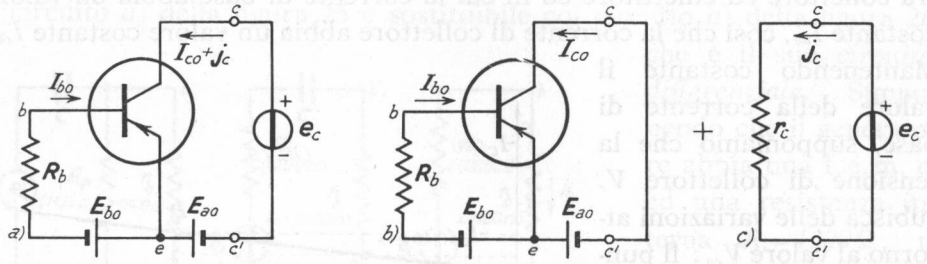


Fig. 28 — Transistore con corrente di base fissa e corrente di collettore variabile (*a*): circuito di riposo (*b*) e circuito differenziale (*c*).

morsetti c, e, con un conduttore ohmico di conduttanza g_c *e resistenza* r_c. Consideriamo, ad esempio, il circuito della figura 28 *a*): se la f. e. m. e_c è piccola di fronte ad E_{ao}, esso può scomporsi nei due circuiti *b*) e *c*) che sono il *circuito di riposo* ed il *circuito differenziale* ([13]). Il primo consente la determinazione di I_{co}; il secondo permette di calcolare la variazione j_c della corrente di collettore prodotta da e_c.

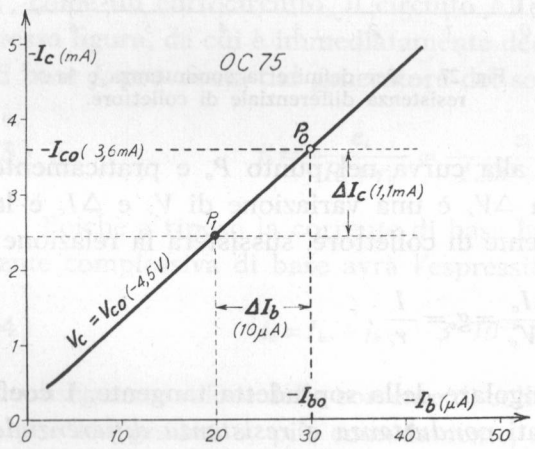


Fig. 29 — Uso della caratteristica di regolazione per definire il coefficiente di amplificazione di corrente.

A differenza di quanto fatto dianzi, supponiamo ora di mantenere costante la tensione fra collettore ed emettitore ($V_c = V_{co} = -4{,}5$ V) e di far variare, invece, la corrente di base I_b attorno al valore I_{bo} ($= -30$ μA): prendendo in considerazione la *caratteristica di regolazione* (n. 6, fig. 18 *b*) corrispondente a $V_c = V_{co}$ (fig. 29),

([13]) - Nel senso visto per il triodo nel n. 9 del Cap. V in relazione alla figura 35.

il punto di funzionamento si muoverà su di essa attorno al punto di riposo P_o. Poichè la caratteristica di regolazione è praticamente rettilinea, fra le variazioni della corrente di collettore e quelle della corrente di base sussiste proporzionalità anche se le variazioni sono assai ampie; indicato perciò con β il coefficiente angolare della tangente alla curva nel punto P_o (praticamente coincidente con la curva stessa per la maggior parte della sua estensione), fra la variazione di I_b e quella di I_c, sussiste la relazione (fig. 29):

$$(3) \qquad \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \beta \ .$$

Il numero β — che indica l'efficacia di regolazione della corrente di collettore da parte della corrente di base — è chiamato *coefficiente di amplificazione di corrente* e gioca per i transistori un ruolo analogo a quello del coefficiente di amplificazione μ per i tubi; nel caso della figura 29 (transistore *p-n-p OC75*; $V_{co} = -4{,}5$ V, $I_{bo} = -30$ μA) risulta manifestamente:

$$(4) \qquad \beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \cong \frac{1{,}1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-6}} \cong 110 \ .$$

Il coefficiente β è immediatamente utilizzabile per ricavare il valore della variazione della corrente di collettore dal valore di riposo prodotta da un segnale e_i presente nel circuito d'ingresso (fig. 25): abbiamo, infatti, imparato a calcolare nel paragrafo precedente la *variazione* $\Delta I_b = j_b$ della corrente di base conseguente all'applicazione del segnale. La formula (3) ci permette ora di scrivere che la *variazione* $\Delta I_c = j_c$ della corrente di collettore è semplicemente:

$$(5) \qquad j_c = \beta j_b \ .$$

Osserviamo ora la situazione che si ha nel transistore in queste condizioni (fig. 30 *a*): nel circuito del collettore non è presente alcuna f. e. m. variabile che possa produrre una variazione di corrente ma, ciononostante, vi è una modificazione della corrente del collettore, come se alla corrente di riposo I_{co} si sovrapponesse una corrente j_c prodotta da un generatore fittizio interno al transistore. Ciò conduce a considerare il circuito della figura 30 *a*) come la sovrapposizione di due circuiti: il *circuito di riposo b*) ed il *circuito differenziale c*) in cui al transistore è

sostituito un generatore G ed all'alimentatore un cortocircuito. Il generatore G deve avere una corrente di cortocircuito pari ad j_c ed espressa, quindi, dalla formula (5); d'altra parte si è visto in precedenza (fig. 28) che, se la corrente di base ha il valore costante I_{bo} (e quindi è $j_b=0$), il transistore si comporta di fronte alle variazioni della tensione e corrente di collettore come una resistenza r_c. Pertanto il generatore G — che ha

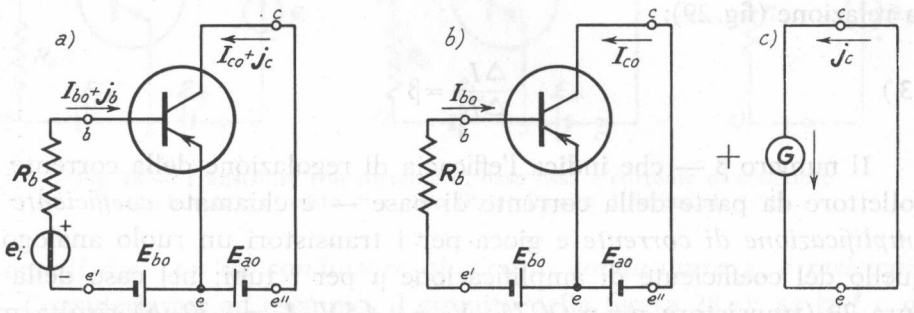


Fig. 30 — Transistore con tensione di collettore fissa e corrente di base variabile (*a*): circuito di riposo (*b*) e circuito differenziale (*c*).

una corrente di cortocircuito $j_c=\beta j_b$ e che si comporta come una resistenza r_c quando è $j_b=0$ — avrà come schema interno quello indicato nella figura 31 *b*) (teorema di Norton). Questo generatore — avente corrente di cortocircuito βj_b e resistenza interna r_c — è atto a sostituire completamente il transistore nel circuito differenziale; come nel caso dei tubi elettronici, esso sarà da noi chiamato *generatore differenziale equivalente* del transistore. Oltre che collo schema di tipo *parallelo* ora visto (fig. 31 *b*), esso può essere rappresentato con lo schema *serie* indicato nella figura 31 *c*); in esso la resistenza è r_c e la f. e. m. ($\beta r_c j_b$) è la tensione a vuoto dello schema precedente, pari al prodotto della corrente βj_b per la resistenza r_c.

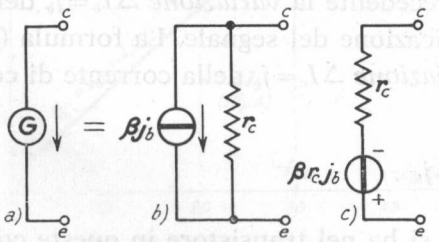


Fig. 31 — Schemi, parallelo e serie, del generatore differenziale equivalente del transistore.

Quale applicazione immediata dell'introduzione del generatore differenziale equivalente del transistore eseguiamo, nel circuito della fi-

gura 32 *a*), il calcolo della variazione j_c della corrente di collettore conseguente alla variazione j_b della corrente di base dal valore di riposo I_{bo}; supporremo che il transistore, di tipo *p-n-p*, operi nelle condizioni di riposo $V_{co} = -2\,\text{V}$, $I_{co} = -3\,\text{mA}$ (14) ed abbia come parametri differenziali

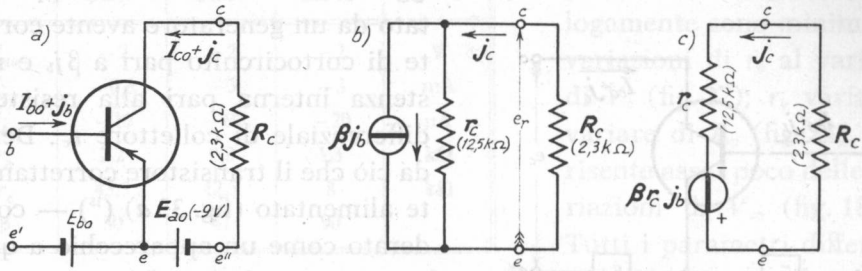


Fig. 32 — Semplice circuito a transistore e suoi circuiti differenziali di collettore.

$r_c = 12{,}5\,\text{k}\Omega$, $\beta = 50$. Lo schema parallelo del circuito differenziale di collettore risulterà, pertanto, quello della figura 32 *b*); da esso si desume che la tensione e_r fra e e c (cioè nel verso positivo della corrente) è il prodotto della corrente βj_b per il parallelo di r_c ed R_c:

$$(6) \qquad e_r = \beta j_b \frac{r_c R_c}{r_c + R_c} .$$

La corrente j_c che scorre in R_c ha pertanto il valore:

$$(7) \qquad j_c = \frac{e_r}{R_c} = \beta j_b \frac{r_c}{r_c + R_c} \cong 42 j_b \; ;$$

al medesimo risultato si giungerebbe, e con maggiore semplicità, utilizzando lo schema *serie* del generatore differenziale equivalente (fig. 31 *c*).

Avendo esaminato separatamente il circuito differenziale equivalente di base (n. 8) e di collettore, siamo ormai in grado di disegnare il circuito differenziale completo del transistore.

10. — Quadripolo differenziale equivalente del transistore.

Nei numeri 8 e 9 abbiamo visto la possibilità di calcolare le *varia-*

(14) - La resistenza $R_c = 2{,}3\,\text{k}\Omega$, attraversata dalla corrente $I_{co} = -3\,\text{mA}$, produce una caduta di potenziale $I_{co} R_c \cong -7\,\text{V}$; essendo $E_{ao} = -9\,\text{V}$, risulta $V_{co} = E_{ao} - I_{bo} R_c = -9 + 7 = -2\,\text{V}$.

zioni delle correnti e delle tensioni di un transistore dai loro valori di riposo, valendoci di circuiti differenziali: nel circuito differenziale relativo alla base (n. 8, figg. 25-26) il transistore, correttamente alimentato, è rappresentato da un conduttore ohmico di resistenza r_b; nel circuito differenziale relativo al collettore (n. 9, figg. 31-32) il transistore è rappresentato da un generatore avente corrente di cortocircuito pari a βj_b e resistenza interna pari alla resistenza differenziale di collettore r_c. Deriva da ciò che il transistore correttamente alimentato (fig. 33 *a*) ([15]) — considerato come un apparecchio a quattro morsetti $b\,e'$, $c\,e''$ — avrà come circuito differenziale completo il quadripolo indicato nella figura 33 *b*) ([16]); *i segni ed i versi delle correnti valgono* indifferentemente per i transistori di tipo *p-n-p* od *n-p-n*.

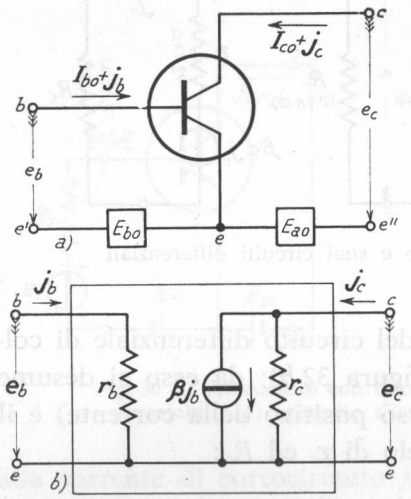


Fig. 33 — Quadripolo differenziale equivalente del transistore (*p-n-p* od *n-p-n*).

Dato un qualsiasi circuito a transistori, ogni qualvolta si sia certi che il comportamento possa considerarsi lineare ([17]), il transistore può essere sostituito dal suo quadripolo differenziale equivalente; i calcoli divengono allora sempre possibili coi normali metodi validi per le reti lineari. Per permettere di svolgere qualche esempio di calcolo, nella Tav. 4 sono forniti i valori dei parametri differenziali di qualche transistore di uso comune, relativi ad un particolare punto di funzionamento. Al variare di tale punto i valori dei parametri

---

([15]) - La figura 33 si riferisce tanto ai transistori *p-n-p* che a quelli *n-p-n*. Per questo motivo nel simbolo del transistore non si è indicata la freccia nell'emettitore che indica il verso del moto delle cariche positive. Così pure, per non indicare il segno delle sorgenti di alimentazione continua (E_{bo}, E_{ao}) si sono usati dei rettangolini al posto dei simboli usuali di batterie.

([16]) - O un circuito analogo da esso ottenuto sostituendo allo schema *parallelo* del generatore (fig. 31 *b*) il corrispondente schema *serie* (fig. 31 *c*). La giustificazione matematica dell'introduzione dei quadripoli differenziali è svolta nel n. 11.

([17]) - Occorre, per questo, che le variazioni delle tensioni e delle correnti dai loro valori di riposo siano sufficientemente piccole.

differenziali in generale variano, come può comprendersi osservando le caratteristiche da cui essi sono ricavati. Può vedersi, peraltro, che le variazioni di β sono minime al variare di I_{bo} ed I_{co} a parità di V_{co} (fig. 29); analogamente sono minime le variazioni di r_c al variare di V_c (fig. 27); r_b varia al variare di I_{bo} (fig. 24), ma risente assai poco delle variazioni di V_{co} (fig. 18 *a*). Tutti i parametri differenziali risentono molto delle variazioni della temperatura ambiente e cambiano molto da esemplare a esemplare di un medesimo tipo di transistore.

TAV. 4 — Dati su transistori *p-n-p*.

	OC70	*OC71*	*OC75*	
V_{co}	−2	−2	−2	V
I_{co}	−0,5	−3	−3	mA
I_{bo}	−10	−60	−20	μA
r_b	2,2	0,8	1,3	kΩ
r_c	43,5	12,5	8	kΩ
β	30	47	90	

Lo schema del quadripolo differenziale equivalente della figura 33 non è l'unico usato: qualche volta la corrente βj_b viene espressa in funzione della tensione e_b osservando, nel circuito d'ingresso, che è $j_b = e_b / r_b$. Si ha pertanto $\beta j_b = e_b \beta / r_b$; il rapporto β / r_b ha le dimensioni di una conduttanza e si suole indicare col simbolo g_m, come la *conduttanza mutua* dei tubi elettronici. Si ha allora:

$$(1) \qquad \beta j_b = \frac{\beta}{r_b} e_b = g_m e_b \ ;$$

lo schema del quadripolo differenziale equivalente del transistore diviene quello indicato nella figura 34 che si usa nella stessa maniera di quello della figura 33 *b*). Per i tre transistori considerati nella Tavola 4 e nelle medesime condizioni di funzionamento, il valore della *conduttanza mutua* g_m risulta rispettivamente: *OC70*, $g_m = 13{,}5$ mA/V; *OC71*, $g_m = 59$ mA/V; *OC75*, $g_m = 69$ mA/V.

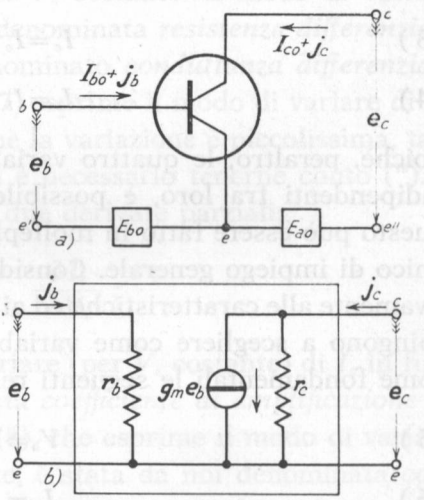


Fig. 34 — Altra forma del quadripolo differenziale equivalente del transistore ($g_m = \beta / r_b$).

11. — Precisazioni sulle caratteristiche, sui parametri differenziali e sul quadripolo equivalente del transistore.

In analogia con quanto si è fatto per i triodi (Cap. V, n. 11), giustificheremo con una trattazione a carattere matematico i metodi grafici ed analitici introdotti precedentemente per lo studio del transistore e dei circuiti in cui esso è inserito.

Nel transistore si hanno tre correnti: la corrente di collettore I_c, la corrente di base, I_b, e la corrente di emettitore, I_e, la cui somma (dati i versi prescelti come positivi per le correnti) è nulla:

$$I_c+I_b+I_e=0 \; ; \tag{1}$$

essa si scrive, più comunemente:

$$I_e=-(I_c+I_b) \; . \tag{2}$$

Le due correnti I_c ed I_b sono legate fra loro ed inoltre dipendono dalle differenze di potenziale presenti fra collettore ed emettitore, V_c, e fra base ed emettitore, V_b; così, in generale, sussistono le relazioni:

$$I_c=I_c(V_c, V_b, I_b) \; , \tag{3}$$

$$I_b=I_b(V_b, V_c, I_c) \; . \tag{4}$$

Poichè, peraltro, le quattro variabili indicate entro parentesi non sono indipendenti fra loro, è possibile semplificare le sopradette relazioni; questo può essere fatto in molteplici modi e tuttora non vi è un metodo unico di impiego generale. Considerazioni di praticità e semplicità, relativamente alle caratteristiche ed ai parametri differenziali che ne derivano, spingono a scegliere come variabili indipendenti I_b e V_c ed a scegliere come fondamentali le seguenti relazioni (*equazioni ibride*):

$$V_b=V_b(I_b, V_c) \; , \tag{5}$$

$$I_c=I_c(I_b, V_c) \; . \tag{6}$$

Essendo le due grandezze V_b, I_c funzioni di due variabili, esse dovrebbero essere rappresentate geometricamente con due *superficie caratteristiche*, ma esse sono, più comodamente, rappresentate con *famiglie* di caratteristiche. Assegnando successivi valori fissi a V_c ed assumendo come variabile indipendente I_b, dalla (5) si ottengono delle curve che

sono le *caratteristiche di base* ([18]), di cui un esempio è indicato nella figura 18 *a*) (n. 6). La dipendenza da V_c è così modesta che le varie caratteristiche, relative a valori di V_c diversi, praticamente coincidono fra loro; normalmente se ne considera perciò una sola, corrispondente ad un valore medio di V_c.

Assegnando successivi valori fissi ad I_b ed assumendo come variabile indipendente la V_c, dalla (6) si ottengono le *caratteristiche di collettore*, di cui vari esempi sono contenuti nelle figure 14, 17, 20; assegnando, invece, successivi valori fissi a V_c ed assumendo come variabile indipendente la I_b, si ottengono le *caratteristiche di regolazione*, di cui un esempio è contenuto nella figura 18 *b*) (n. 6).

Scelti determinati valori fissi delle variabili indipendenti (punto di riposo), hanno interesse le derivate di V_b ed I_c rispetto alle variabili I_b e V_c. Con riferimento a V_b si hanno le due derivate parziali:

$$(7) \qquad \frac{\partial V_b}{\partial I_b} \quad , \quad \frac{\partial V_c}{\partial V_b} \; ;$$

la prima — che esprime (con tensione V_c costante) il modo di variare di V_b al variare di I_b — è stata da noi denominata *resistenza differenziale di base*, r_b; il suo inverso è stato denominato *conduttanza differenziale di base*, g_b. La seconda delle derivate (7) esprime il modo di variare di V_b in funzione di V_c per I_b costante: poichè la variazione è piccolissima, tale derivata è molto piccola e spesso non è necessario tenerne conto ([19]).

Con riferimento ad I_c si hanno le due derivate parziali:

$$(8) \qquad \frac{\partial I_c}{\partial I_b} \quad , \quad \frac{\partial I_c}{\partial V_c} \; ;$$

la prima — che esprime il modo di variare (per V_c costante) di I_c in funzione di I_b — è stata da noi denominata *coefficiente di amplificazione di corrente* β. La seconda delle derivate (8), che esprime il modo di variare di I_c in funzione di V_c, con I_b costante, è stata da noi denominata *conduttanza differenziale di collettore*, g_c; il suo inverso è la *resistenza differenziale di collettore*, r_c.

([18]) - Viste con la variabile indipendente I_b in ordinate e la variabile dipendente V_b in ascisse.

([19]) - Una precisazione in proposito è fornita alla fine del paragrafo.

Le quattro derivate (7) ed (8), per ogni punto di funzionamento, possono essere dedotte dalle caratteristiche, ma possono anche essere ricavate sperimentalmente con metodi particolari. Esse vengono anche fornite nei cataloghi dei transistori; sono chiamate di solito *parametri ibridi* del transistore *con emettitore in comune* ed indicate con le lettere h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}. Valgono pertanto le seguenti relazioni:

$$h_{11} = \frac{\partial V_b}{\partial I_b} = r_b \,, \tag{9}$$

$$h_{12} = \frac{\partial V_b}{\partial V_c} \,, \tag{10}$$

$$h_{21} = \frac{\partial I_c}{\partial I_b} = \beta \,, \tag{11}$$

$$h_{22} = \frac{\partial I_c}{\partial V_c} = g_c \,; \tag{12}$$

i valori di h_{12} per i transistori di cui sono stati forniti i dati della tabella del n. 10 sono i seguenti: *OC 70*, $h_{12} = 9 \cdot 10^{-4}$; *OC 71*, $h_{12} = 5{,}4 \cdot 10^{-4}$; *OC 75*, $h_{12} = 8 \cdot 10^{-4}$.

Ciò posto, prescelto un determinato punto di funzionamento a riposo per un particolare transistore, a cui corrispondano i parametri ibridi (9)-(12), si dia una contemporanea variazione infinitesima ad I_b e V_c. Le variazioni infinitesime risultanti (*differenziali totali*) di V_b ed I_c sono, per le (5) e (6):

$$dV_b = \frac{\partial V_b}{\partial I_b}\, dI_b + \frac{\partial V_b}{\partial V_c}\, dV_c \,, \tag{13}$$

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial I_b}\, dI_b + \frac{\partial I_c}{\partial V_c}\, dV_c \,. \tag{14}$$

Per le (9)-(12) si potrà allora scrivere:

$$dV_b = h_{11}\, dI_b + h_{12}\, dV_c \,, \tag{15}$$

$$dI_c = h_{21}\, dI_b + h_{22}\, dV_c \,. \tag{16}$$

Se le curve caratteristiche possono considerarsi coincidenti con le loro tangenti in un intorno non infinitesimo del punto di riposo (*ipotesi di linearità*) le (15) e (16) varranno approssimativamente anche per variazioni finite di I_b e V_c, purchè sufficientemente piccole, ΔI_b e ΔV_c; le (15)

e (16) potranno allora scriversi:

$$(17) \qquad \Delta V_b = h_{11}\,\Delta I_b + h_{12}\,\Delta V_c \ ,$$

$$(18) \qquad \Delta I_c = h_{21}\,\Delta I_b + h_{22}\,\Delta V_c \ .$$

Come si è detto, il parametro h_{12} è molto piccolo, per cui il termine $h_{12}\Delta V_c$ può generalmente ritenersi trascurabile, almeno in prima approssimazione. Con tale ammissione, e sostituendo ad h_{11}, h_{21}, h_{22} i simboli da noi usati, le (17) e (18) divengono:

$$(19) \qquad \Delta V_b = r_b\,\Delta I_b \ ,$$

$$(20) \qquad \Delta I_c = \beta\,\Delta I_b + g_c\,\Delta V_c \ .$$

Consideriamo il caso in cui le variazioni sono costituite dalla sovrapposizione di tensioni e correnti alternative, e_b, j_b, e_c, j_c, alle tensioni e correnti di riposo V_{bo}, I_{bo}, V_{co}, I_{co}; le (19) e (20) divengono:

$$(21) \qquad e_b = r_b\,j_b \ ,$$

$$(22) \qquad j_c = \beta\,j_b + g_c\,e_c \ .$$

Sono tali equazioni che giustificano l'adozione del quadripolo differenziale equivalente del transistore introdotto nel n. 10 (fig. 33). Si applichi infatti la legge di Ohm al circuito d'ingresso del quadripolo della figura 33 *b*); si ha:

$$(23) \qquad e_b = r_b\,j_b \ ,$$

che coincide con la (21). Analogamente, si calcoli l'espressione di j_c nel circuito d'uscita del solito quadripolo, che è riportato nella figura 35: notiamo che nella resistenza r_c, ai cui capi c'è una tensione e_c, si ha la corrente e_c/r_c, che ha il segno indicato in figura.

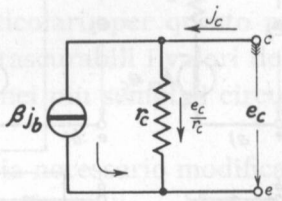


Fig. 35 — Circuito d'uscita del quadripolo equivalente.

Dati i versi prescelti per le correnti, la j_c (che, manifestamente, circola in un'impedenza esterna non indicata in figura) è la somma della corrente βj_b del generatore e della corrente $e_c/r_c = e_c\,g_c$. Si ha pertanto:

$$(24) \qquad j_c = \beta\,j_b + e_c\,g_c = \beta\,j_b + \frac{e_c}{r_c} \ ,$$

che coincide con l'equazione (22).

Dalla (21) si ricava $j_b = e_b/r_b$ che, sostituita nella (24), fornisce:

$$(25) \qquad j_c = \frac{\beta}{r_b}\, e_b + e_c\, g_c = g_m\, e_b + \frac{e_c}{r_c}\,,$$

dove si è posto $\beta/r_b = g_m$; è la relazione (25) che giustifica il circuito (*b*) della figura (33). Tenendo presenti le relazioni (9) ed (11), l'espressione di g_m diviene:

$$(26) \qquad g_m = \frac{\beta}{r_b} = \frac{h_{11}}{h_{21}} = \frac{\partial I_c}{\partial I_b} \Big/ \frac{\partial V_b}{\partial I_b} = \frac{\partial I_c}{\partial V_b}\,;$$

la *conduttanza mutua* g_m esprime dunque in che misura varia I_c (con V_c costante) al variare di V_b.

Se nell'equazione (17) non si trascura il termine $h_{12}\Delta V_c$, al posto della (21) si ha l'equazione:

$$(27) \qquad e_b = r_b\, j_b + h_{12}\, e_c\,;$$

l'esistenza in questa del termine $h_{12}\, e_c$ comporta una certa complicazione nel circuito differenziale equivalente del transistore. Essa si traduce infatti nella presenza nel circuito d'ingresso di un generatore di f. e. m. $h_{12}\, e_c$ in serie ad r_b, come è facile verificare applicando la legge di Ohm al circuito della figura 36 *a*); il circuito differenziale completo del transistore risulta pertanto quello indicato nella figura 36 *b*).

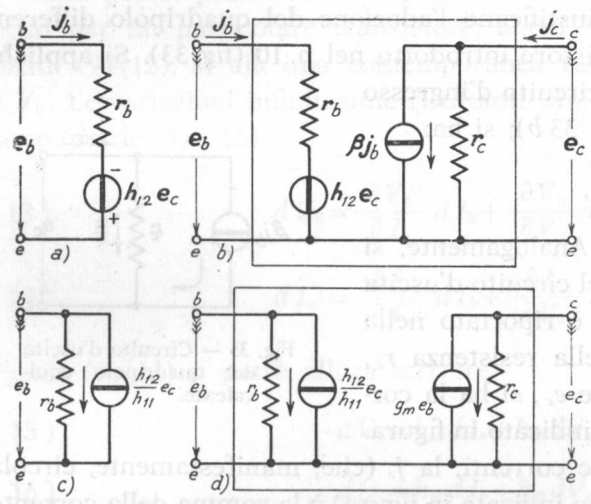


Fig. 36 — Circuito d'ingresso e circuito differenziale completo di un transistore.

Il circuito *a*) della figura 36 può pensarsi come un generatore di f. e. m. $h_{12}\, e_c$ e resistenza interna r_b; esso può ridisegnarsi con lo schema parallelo come nella figura 36 *c*), in cui la corrente di cortocircuito ha il valore $e_c\, h_{12}/r_b = e_c\, h_{12}/h_{11}$. Usando

tale schema e ponendo $\beta j_b = g_m e_b$ come nella figura 33 *b*), il quadripolo differenziale equivalente viene ad avere lo schema indicato nella figura 36 *d*); esso è del tutto equivalente a quello *b*) della stessa figura ed è qualche volta usato in sua sostituzione. Spesso, nell'uso del circuito *d*), al posto delle due resistenze, si indicano le conduttanze $g_b = 1/r_b$, $g_c = 1/r_c$; si usano poi, qualche volta, i simboli:

$$(28) \qquad y_{11} = \frac{1}{r_b} = \frac{1}{h_{11}} \quad , \quad y_{12} = \frac{h_{12}}{h_{11}} \quad , \quad y_{21} = g_m = \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad , \quad y_{22} = \frac{1}{r_c} = h_{22} \; .$$

Gli schemi dei quadripoli differenziali completi, quotati coi simboli h ed y, sono riportati nella figura 37: il loro uso implica un notevole accrescimento di difficoltà di calcolo rispetto all'uso dei circuiti *b*) delle fi-

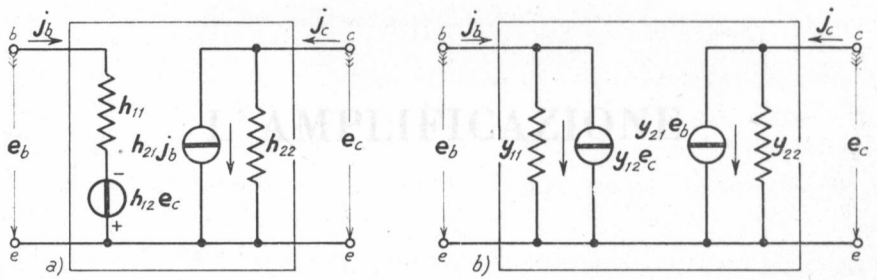


Fig. 37 — Circuiti differenziali completi, di tipo h ed y, di un transistore.

gure 33 e 34, giustificato solo in casi molto particolari; per questo motivo, nelle ordinarie applicazioni si considerano trascurabili i valori della f. e. m. $h_{12} e_c$ e della corrente $y_{12} e_c$ e si ricade così nei più semplici circuiti *b*) delle figure 33 e 34.

Vedremo nel capitolo seguente (n. 12) come sia necessario modificare i vari schemi esaminati, quando i segnali hanno frequenze abbastanza elevate, per rendere conto della presenza delle capacità parassite e, sopratutto, di particolari effetti di ritardo che si manifestano nel meccanismo di regolazione della corrente.

PARTE TERZA

L' AMPLIFICAZIONE

CAPITOLO X

PRINCIPI GENERALI DI FUNZIONAMENTO DEGLI AMPLIFICATORI

1. — Generalità sull'amplificazione.

Dopo aver esaminato i fenomeni fisici che accadono nei tubi elettronici e nei dispositivi a semiconduttore ed avere studiato le proprietà di entrambi come conduttori e come regolatori di corrente, siamo in grado di studiarne l'utilizzazione nei circuiti per compiere le operazioni sui segnali.

La più importante delle operazioni sui segnali è l'*amplificazione.* Si hanno in pratica due tipi di problemi che si risolvono con l'operazione di amplificazione. Essi sono: a) *aumentare l'ampiezza di segnali molto deboli, come quelli provenienti da microfoni, antenne riceventi, ecc.*; b) *alimentare — partendo da segnali non necessariamente molto piccoli, ma a cui siano associate potenze relativamente modeste — apparecchi che richiedono notevole potenza* (*antenne trasmittenti, altoparlanti, strumenti di misura, ecc.*).

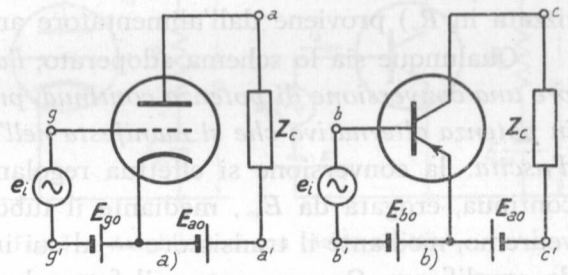


Fig. 1 — Schemi di principio di un amplificatore a tubo elettronico ed a transistore.

Un dispositivo capace di compiere le sopradette operazioni si dice *amplificatore.* Uno schema comune di *amplificatore a tubo elettronico* è

indicato nella figura 1 *a*): in esso compare un triodo, ma può essere ugualmente impiegato un pentodo od un tubo a fascio. Il simbolo di generatore indica la sorgente del *segnale d'ingresso* e_i, che è il segnale da amplificare. I simboli di generatori continui indicano le sorgenti che forniscono le tensioni di riposo di placca e di griglia: E_{ao} è la *tensione di alimentazione anodica*, E_{go} la *tensione di polarizzazione* di griglia. Il bipolo Z_c è detto *impedenza di carico* ed è spesso una resistenza o può considerarsi tale nel campo di frequenze che interessano il segnale da amplificare.

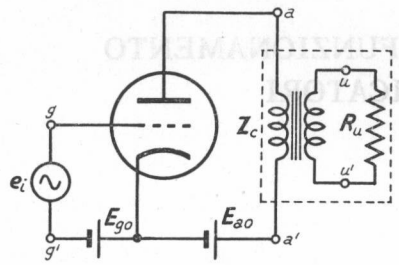


Fig. 2 — Amplificatore a trasformatore.

Per formarsi una prima idea sul funzionamento dell'amplificatore si consideri il caso particolare indicato nella figura 2 (*amplificatore a trasformatore*): in assenza del segnale e_i si ha nel circuito anodico una corrente continua (corrente di riposo) che non provoca alcun effetto su R_u (*resistenza di utilizzazione*). La presenza del segnale e_i produce variazioni della corrente anodica, le quali provocano per mutua induzione la nascita di una f. e. m. indotta nel secondario del trasformatore; si ha allora nella resistenza di utilizzazione R_u una corrente ed una tensione, il cui andamento deriva dal segnale di ingresso, ma la cui potenza associata (utilizzata in R_u) proviene dall'alimentatore anodico.

Qualunque sia lo schema adoperato, *l'amplificazione comporta sempre una conversione di potenza continua, preveniente dal generatore* E_{ao}, *in potenza alternativa che si manifesta nell'organo che utilizza il segnale d'uscita*: la conversione si effettua regolando l'intensità della corrente continua, erogata da E_{ao}, mediante il tubo elettronico — o, come ora vedremo, mediante il transistore — al cui ingresso è applicato il segnale da amplificare. Occorre notare il fatto che se la griglia rimane sempre negativa di fronte al catodo come normalmente si usa, nel circuito di griglia non c'è corrente e quindi il generatore del segnale d'ingresso *non eroga alcuna potenza*; in altri schemi — ed in particolare negli amplificatori a transistori — questa condizione non è soddisfatta ed il generatore del segnale d'ingresso deve erogare una certa potenza (*potenza d'ingresso*), ma questa *è sempre di gran lunga inferiore alla potenza immessa nell'utilizzatore* (*potenza d'uscita*).

Lo schema di un *amplificatore a transistore* è del tutto simile a quello dell'amplificatore a tubo: esso è indicato nella figura 1 *b*), nell'ipotesi che il transistore sia del tipo *p-n-p*. Dato il segno della *tensione di polarizzazione di base* E_{bo}, nel circuito di base fluisce sempre una certa corrente: perciò la regolazione della corrente di collettore da parte del segnale d'ingresso comporta sempre una certa erogazione di potenza da parte del generatore del segnale. Ma tale potenza è sempre molto piccola di fronte alla potenza ricavabile nel circuito di collettore ed immessa nell'utilizzatore: quest'ultima potenza è manifestamente fornita dall'alimentatore E_{ao} dietro comando del segnale d'ingresso.

Lo studio dell'amplicatore, per la presenza del tubo elettronico o del transistore, non può essere compiuto che per via sperimentale, sia direttamente, sia come noi faremo, valendoci delle caratteristiche statiche: inizieremo tale studio nel caso in cui l'*impedenza di carico* Z_c (fig. 1) è una pura resistenza, R_c.

2. — Amplificatore a resistenza con tubo elettronico: studio grafico.

Nel caso semplice in cui l'impedenza di carico Z_c è una pura resistenza R_c, lo schema di principio dell'amplificatore diviene quello indicato nella figura 3. I due circuiti della figura sono già stati ampiamente studiati nei capitoli V e IX: si è visto che, in conseguenza della presenza del *segnale d'ingresso* nel circuito di regolazione (circuito di griglia o di base), la corrente nel circuito di collettore subisce variazioni dal suo valore di riposo, che ripetono, in maniera più o meno fedele, l'andamento del segnale d'ingresso stesso (1). Tali variazioni della corrente di collettore sono accompagnate manifestamente da variazioni della caduta di tensione che la

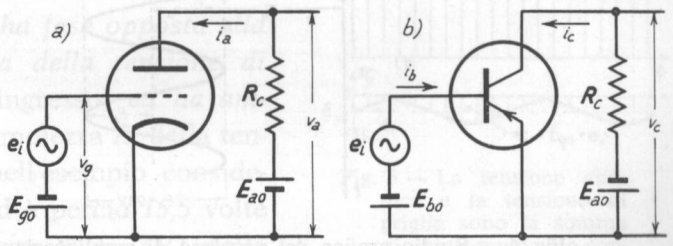


Fig. 3 — Amplificatori con carico resistivo.

(1) - Cap. V, n. 5; Cap. IX, n. 7.

corrente provoca in R_c e quindi anche da variazioni della differenza di potenziale fra collettore ed emettitore ([2]): sono appunto tali variazioni che danno luogo al segnale d'uscita dell'amplificatore, come comprenderemo dallo studio grafico che ora faremo.

Consideriamo dapprima l'amplificatore a triodo (fig. 3 *a*), supponendo che le caratteristiche anodiche di questo siano quelle della figura 4 *a*).

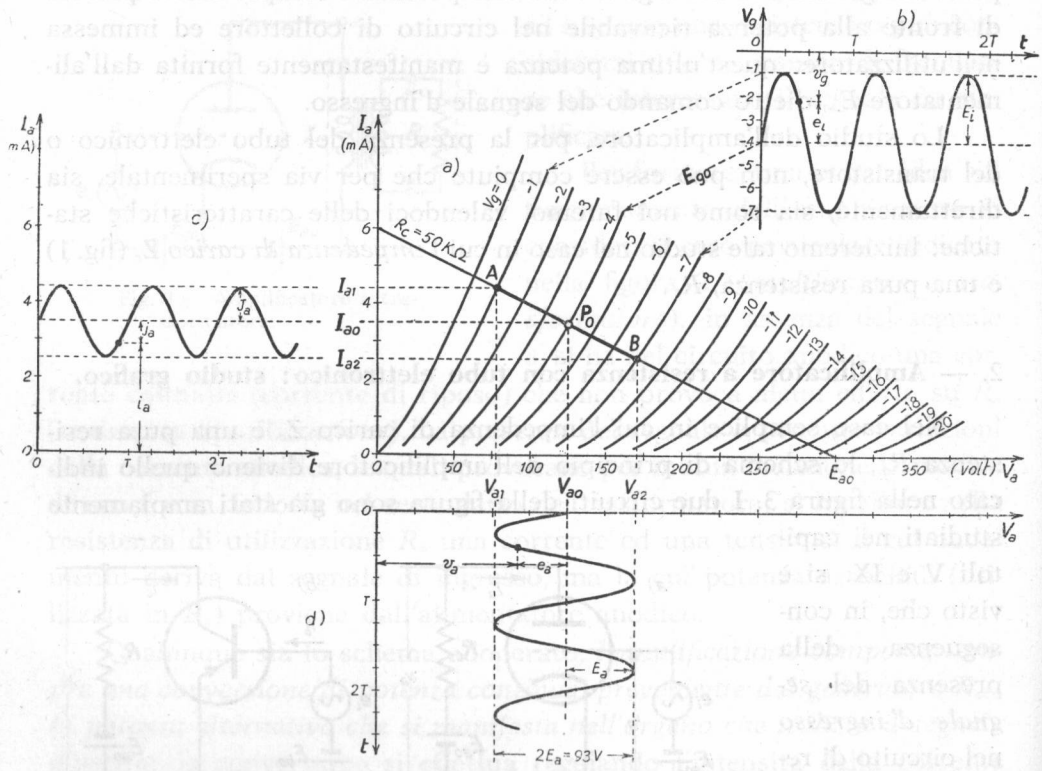


Fig. 4 — Studio grafico del processo di amplificazione nel circuito *a*) della figura 3.

Procedendo come nel n. 5 del Cap. V (fig. 23), a partire dalla tensione di alimentazione E_{ao} (*300* V) tracciamo la retta di carico corrispondente alla resistenza R_c (*50* kΩ). Se, per esempio, è $E_{go} = -4$ V, P_o è il punto di

([2]) - La differenza di potenziale fra collettore ed emettitore è uguale ad E_{ao} meno la caduta di tensione in R_c provocata dalla corrente: se questa varia, varia anche la differenza di potenziale sopradetta

funzionamento a riposo; nell'ipotesi che la f. e. m. e_i abbia un'ampiezza $E_i = 3$ V, la tensione di griglia v_g oscillerà fra i valori -1 V e -7 V (fig. 4 *b*) ed in corrispondenza il punto di funzionamento si sposterà sulla retta di carico oscillando fra i punti A e B. Abbiamo già visto nel n. 5 del Cap. V che, in conseguenza di ciò, la corrente anodica i_a varia nel tempo attorno al valore di riposo nel modo indicato nel diagramma *c*) della figura 4; osserviamo ora che anche la tensione anodica v_a (differenza di potenziale fra placca e catodo) varia, oscillando attorno al valore di riposo, nel modo indicato nel diagramma *d*) della solita figura 4.

I diagrammi *d*) e *b*) sono ridisegnati con scala diversa nella figura 5; essi indicano, istante per istante, le differenze di potenziale fra placca e catodo, v_a, e fra griglia e catodo, v_g (tensione anodica e tensione di griglia). La tensione anodica, come la tensione di griglia, è la somma di una tensione continua e di una tensione alternata: *la componente alternata della tensione anodica, e_a, ha fase opposta alla componente alternata della tensione di griglia e_i* (segnale d'ingresso) *ed ha ampiezza più grande.* L'ampiezza E_a della tensione alternata e_a, nell'esempio considerato, è circa *46,5* V ed è perciò *15,5* volte maggiore dell'ampiezza E_i $(=3\,V)$ della tensione alternata di griglia (segnale d'ingresso). Si è quindi ottenuta un'*amplificazione* della tensione di entrata e_i ed il circuito considerato si comporta come un *amplificatore di tensione.* Si chiama *rapporto di amplificazione* della tensione il rapporto A fra le ampiezze delle tensioni alternate di placca e_a e di griglia e_i:

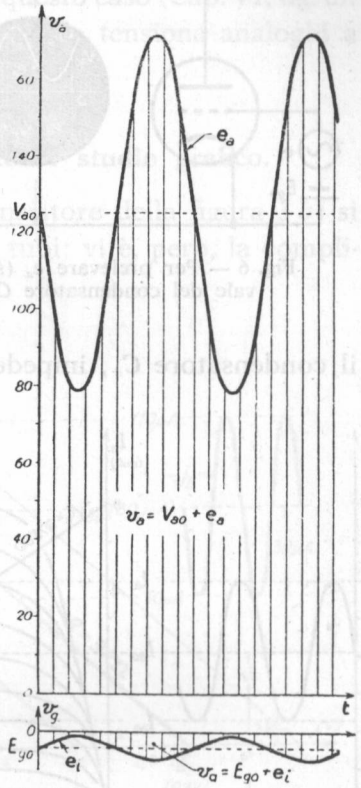


Fig. 5 — La tensione anodica e la tensione di griglia sono la somma di una componente continua (V_{ao}, E_{go}) e di una componente alternativa (e_a, e_i). *Le componenti e_a ed e_i sono in opposizione di fase fra loro.*

$$(1) \qquad A = \frac{E_a}{E_i} \; (=15{,}5) \; .$$

È la tensione alternata e_a presente fra placca e catodo che costituisce il risultato utile del processo di amplificazione: ma, per poterne disporre ai fini pratici, occorre separarla dalla componente continua V_{ao} a cui è sovrapposta. Un metodo molto comune per fare ciò (su cui dovremo tornare abbondantemente in seguito) è quello indicato nella figura 6: il condensatore C_a, impedendo il passaggio della componente continua

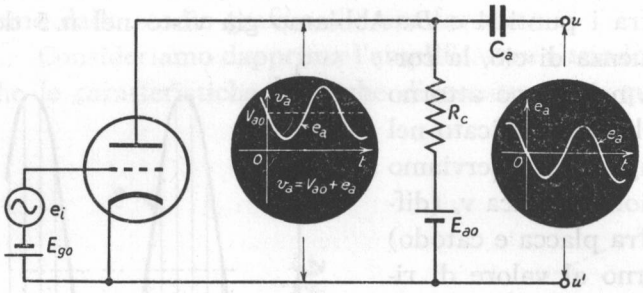


Fig. 6 — Per prelevare e_a (segnale amplificato) ci si vale del condensatore C_a.

senza creare ostacolo per quella alternata, fa sì che fra i *morsetti d'uscita*

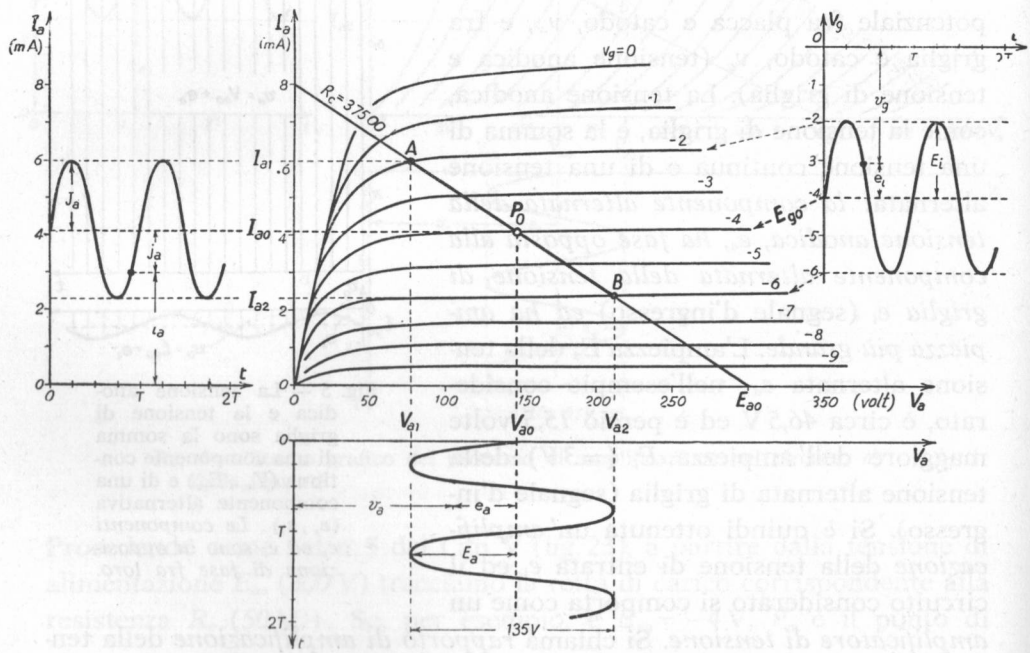


Fig. 7 — Studio grafico del processo di amplificazione quando il tubo usato è un pentodo.

$U\,U'$ sia presente la sola tensione alternata e_a che rappresenta il *segnale d'uscita* dell'amplificatore.

Le considerazioni precedenti sono state svolte per un amplificatore a triodo ma nulla cambia se il tubo usato è un pentodo. Nella figura 7 è mostrata la costruzione della retta di carico in questo caso (Cap. VI, fig. 8): è facile ricavare i diagrammi della corrente e della tensione analoghi a quelli della figura 4.

3. — Amplificatore a resistenza con transistore: studio grafico.

Lo studio grafico dell'amplificatore a transistore della figura 3 *b*) si compie con le medesime modalità viste per i tubi; vi è, però, la compli-

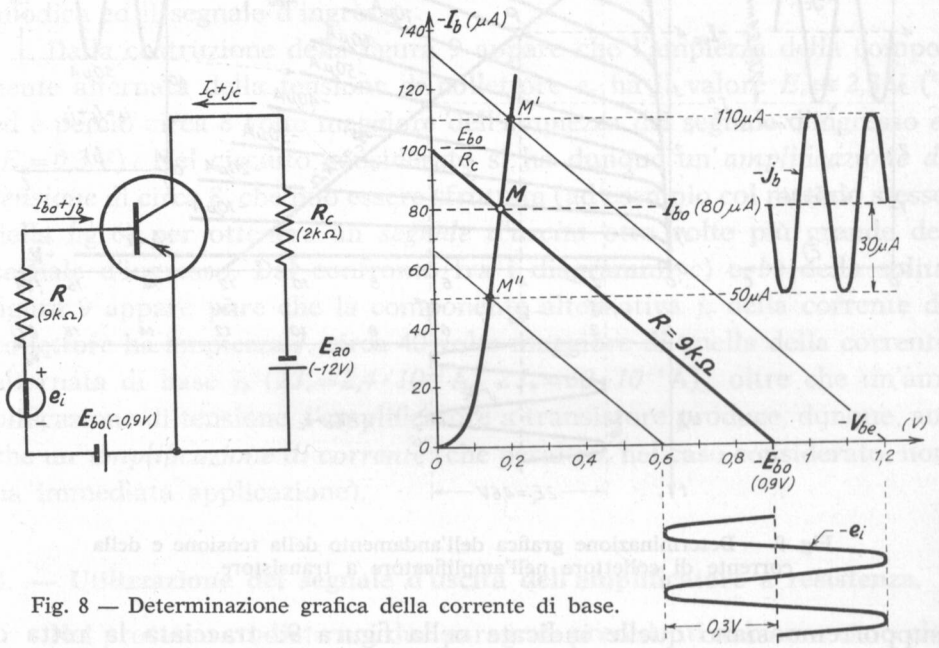


Fig. 8 — Determinazione grafica della corrente di base.

cazione aggiuntiva della determinazione grafica della corrente di base conseguente all'applicazione del segnale d'ingresso e_i. Tenendo conto del fatto che il generatore del segnale d'ingresso possiede una sua resistenza R, il circuito può ridisegnarsi nel modo indicato nella figura 8 e coincide quindi col circuito già studiato nel n. 7 del Cap. IX (fig. 21). Procedendo esattamente come per esso, si determina dapprima l'andamento della cor-

rente di base corrispondente al segnale e_i, supposto sinusoidale di ampiezza $E_i = 0{,}3$ V; coi dati indicati nello schema e nell'ipotesi che la caratteristica media di base sia quella riportata nella figura 8, l'evidente costruzione grafica indica che la corrente di base consiste in una corrente alternata j_b di ampiezza 30 μA sovrapposta ad una corrente continua $I_{bo} = -80$ μA.

Per determinare l'andamento della corrente e della tensione di collettore corrispondente, ci si vale delle caratteristiche di collettore che

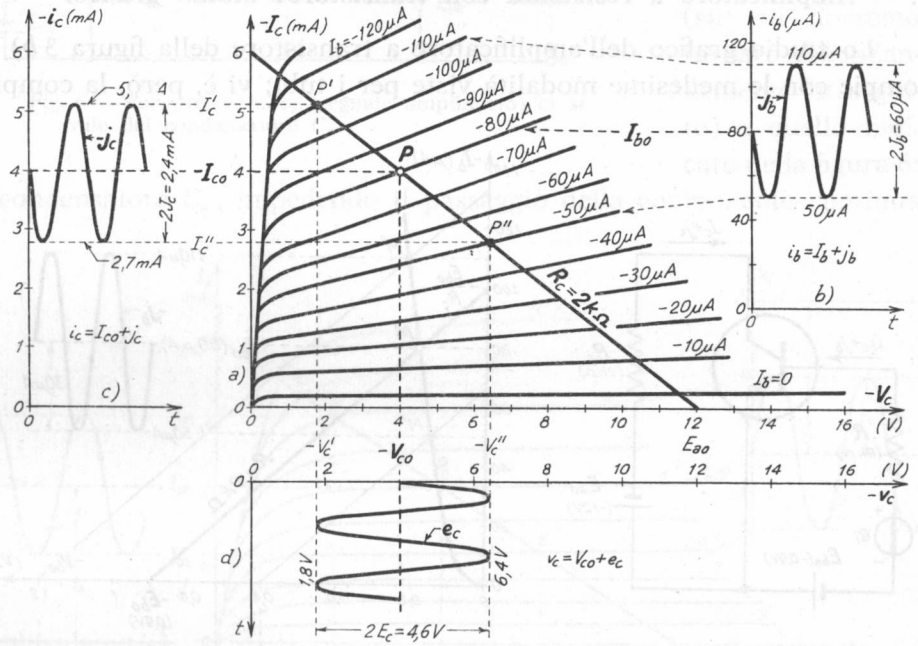


Fig. 9 — Determinazione grafica dell'andamento della tensione e della corrente di collettore nell'amplificatore a transistore.

supporremo siano quelle indicate nella figura 9: tracciata la retta di carico relativa ai valori della tensione di alimentazione E_{ao} (-12 V) e della resistenza di carico R_c (2 kΩ), sono immediatamente individuabili i valori di riposo della corrente della tensione di collettore ($I_{co} = -4$ mA, $V_{co} = -4$ V) come coordinate del punto d'incontro P della retta con la caratteristica relativa ad $I_b = I_{bo}$ (-80 μA). In conseguenza della variazione della corrente di base attorno ad I_{bo} (diagr. b) il punto di funzionamento si sposta sulla retta di carico oscillando fra i punti P' e P'': di

conseguenza la corrente di collettore oscillerà attorno al valore di riposo I_{co} fra i valori I_c' ed I_c'' e la tensione di collettore oscillerà pure attorno al valore di riposo V_{co} fra i valori V_c' e V_c''. Il corrispondente andamento della corrente e della tensione di collettore risulta quello indicato nei diagrammi *c*) e *d*) della figura 9. Come si vede da tali diagrammi, la corrente di collettore i_c è la sovrapposizione della corrente continua I_{co} e di una corrente alternata j_c, la cui fase coincide con quella della corrente alternata di base j_b (diagr. *b*), che è poi quella del segnale d'ingresso e_i (fig. 8 *b*). Anche la tensione di collettore è la sovrapposizione di una tensione continua, V_{co}, e di una tensione alternativa, e_c: la fase di questa è opposta a quella della corrente j_b e quindi anche a quella del segnale d'ingresso; si ripete pertanto la stessa situazione che si verifica nell'amplificatore a tubo (fig. 4) fra la componente alternativa della tensione anodica ed il segnale d'ingresso.

Dalla costruzione della figura 9 appare che l'ampiezza della componente alternata della tensione di collettore e_c ha il valore $E_c \cong 2{,}3$ V ([3]) ed è perciò circa 8 volte maggiore dell'ampiezza del segnale d'ingresso e_i ($E_i = 0{,}3$ V). Nel circuito considerato si ha dunque un'*amplificazione di tensione* di circa 8, che può essere sfruttata (ad esempio col metodo stesso della fig. 6) per ottenere un *segnale d'uscita* otto volte più grande del segnale d'ingresso. Dal confronto fra i diagrammi *c*) e *b*) della solita figura 9 appare pure che la componente alternativa j_c della corrente di collettore ha ampiezza J_c circa 40 volte maggiore di quella della corrente alternata di base j_b ($2J_c = 2{,}4 \cdot 10^{-3}$ A, $2J_b = 60 \cdot 10^{-6}$ A); oltre che un'amplificazione di tensione, l'amplificatore a transistore produce, dunque, anche un'*amplificazione di corrente* (che peraltro, nel caso considerato, non ha immediata applicazione).

4. — Utilizzazione del segnale d'uscita dell'amplificatore a resistenza.

Nel processo studiato nei due paragrafi precedenti abbiamo visto che la differenza di potenziale fra il collettore e l'emettitore (del tubo e del transistore), in conseguenza delle variazioni prodotte dal segnale d'ingres-

([3]) - Nella figura 9 è indicata la doppia ampiezza $2E_c$ (ed altrettanto è fatto per la corrente alternata, $2J_c$), ottenuta quale differenza fra le due ascisse V_c'' e V_c'. In tal modo, se le due semionde non sono uguali, si assume quale ampiezza la media dei due valori massimi, pari a $(V_c'' - V_c')/2$.

so, può pensarsi come la sovrapposizione di una tensione continua (tensione di riposo) e di una tensione alternativa il cui andamento ripete quello del segnale d'ingresso stesso ma con ampiezza più grande (figg. 4 e 8, diagr. *d*).

Tale tensione, che costituisce il risultato del processo di amplificazione, deve essere separata dalla tensione continua di riposo ed applicata all'organo che la deve utilizzare (4). Come si è già accennato nei numeri precedenti, un metodo comune per ottenere questo risultato è quello di servirsi di un condensatore (*condensatore di accoppiamento*) che stabilisca il collegamento fra l'amplificatore e l'utilizzatore per la tensione

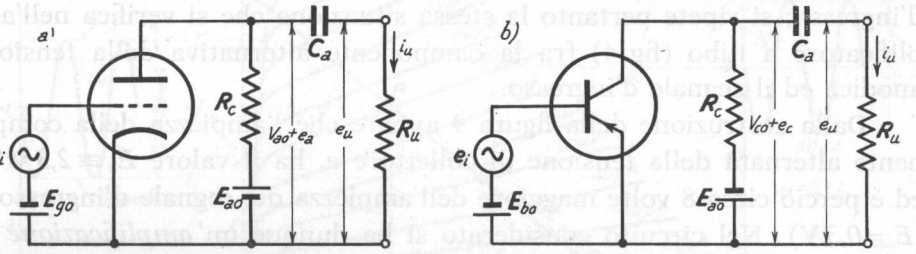


Fig. 10 — Accoppiamento a capacità di un utilizzatore R_u ad un amplificatore a resistenza.

alternata e non per la continua; esso è indicato nella figura 10 nell'ipotesi che l'utilizzatore sia una semplice resistenza R_u. Con riferimento allo schema *b*), della tensione $v_c = V_{co} + e_c$, presente fra collettore ed emettitore, la componente continua V_{co} non produce alcun effetto attraverso il condensatore C_a, mentre la componente alternata e_c produce una corrente in R_u e quindi una tensione e_u ai suoi capi; se la capacità del condensatore di accoppiamento è così grande che, alla frequenza di lavoro, la sua reattanza sia trascurabile di fronte ad R_u, il segnale d'uscita e_u coincide praticamente con e_c. Le medesime considerazioni valgono manifestamente per l'amplificatore a tubo *a*) della medesima figura 10.

Un altro metodo per ottenere l'applicazione all'utilizzatore del segnale amplificato è il cosidetto *collegamento a controtensione*, schematizzato nella figura 11, consistente nel disporre in serie all'utilizzatore una sorgente di f. e m. continua, E_{ct}, la quale produca una tensione esat-

(4) - Questo potrebbe anche essere il circuito d'ingresso di un nuovo amplificatore, destinato ad amplificare ulteriormente il segnale (n. 8).

tamente uguale alla differenza di potenziale continua fra collettore ed emettitore, così da annullarne gli effetti su R_u. Il metodo indicato, pur essendo effettivamente attuabile (5), presenta vari inconvenienti che sarebbe difficile comprendere in questa fase del nostro studio; ci limiteremo, pertanto, al semplice accenno ora fatto, considerando nel seguito il solo accoppiamento a capacità (fig. 10).

Qualunque sia il metodo con cui l'utilizzatore è collegato all'amplificatore, la sua presenza, nel mentre non turba le condizioni di riposo, ne modifica il funzionamento per quanto riguarda il segnale; così, negli amplificatori della figura 10 il segnale presente fra collettore ed emetti-

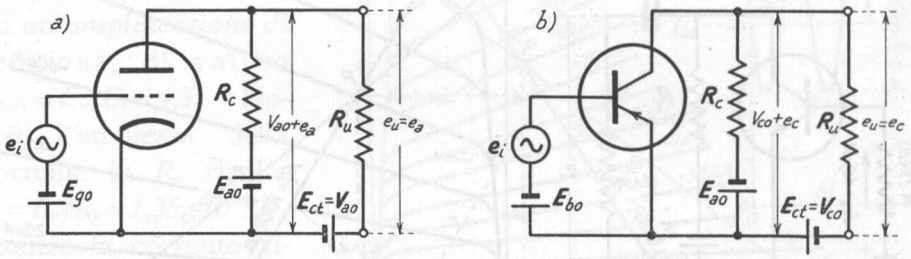


Fig. 11 — Collegamento *a controtensione* di un utilizzatore R_u ad un amplificatore a resistenza.

tore (e_a, e_c) non è il medesimo in assenza od in presenza di R_u, Ci si può rendere conto di ciò riesaminando per via grafica il comportamento dell'amplificatore, tenendo conto esplicitamente della presenza di R_u.

Lo studio grafico degli amplificatori della figura 10, a cui ci riferiremo, si effettua dapprima considerando nullo il segnale d'ingresso (*condizioni di riposo*); poichè nessuna corrente circola allora in R_u tramite C_a, tutto avviene come se R_u non esistesse. Le condizioni di funzionamento si determinano allora col normale metodo della retta di carico corrispondente ad R_c ed E_{ao}: il procedimento è riportato nella figura 12, che si riferisce all'amplificatore della figura 10 *b*), identico (a parte il collegamento ad R_u) all'amplificatore studiato nelle figure 8 e 9. Nella ipotesi che $I_{bo} = -80\ \mu A$ sia il valore della corrente di base a riposo, le condizioni di riposo dell'amplificatore sono caratterizzate dal punto P ($V_{co} = -4\ V, I_{co} = -4\ mA$). In presenza del segnale d'ingresso occorre te-

(5) - Esso è anzi il punto di partenza per l'attuazione dei cosidetti *amplificatori per tensioni continue* che sono trattati nel Vol. III.

ner conto che la resistenza R_u risulta in parallelo ad R_c (6) per quanto riguarda le componenti alternate della tensione e della corrente di collettore. Si deve allora considerare una nuova retta di carico (*retta di carico dinamica*) corrispondente ad una resistenza R_c' pari al parallelo di R_c ed R_u: *essa è una retta che passa per il punto di riposo P ed ha coefficiente angolare* $tang\,\alpha = -1/R_c'$ (7). Nella figura 12 *b*) la retta di carico dinamica è tracciata nell'ipotesi che sia $R_u = 2\,k\Omega$, per cui è $R_c' = R_c R_u/(R_c + R_u) = 1\,k\Omega$ e quindi $tang\,\alpha = -1\,mA/V$.

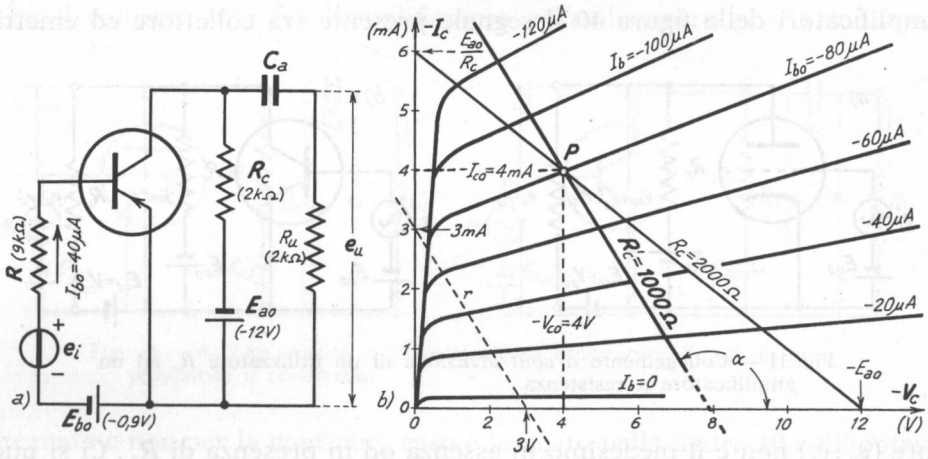


Fig. 12 — Tracciamento della retta di carico *di riposo* ($R_c = 2\,k\Omega$) e *dinamica* ($R_c' = 1\,k\Omega$).

La retta di carico dinamica *è il luogo dei punti di funzionamento dell'amplificatore* e si utilizza col metodo già visto in assenza di R_u (nn. 2-3, figg. 4, 9), per determinare graficamente il funzionamento dell'amplificatore stesso. Ad esempio nella figura 13, con costruzione ovvia ed in tutto simile a quella della figura 9, è determinato (diagr. *c*) l'andamento del *segnale d'uscita* $e_u = e_c$ (8) dell'amplificatore della figura 12 *a*),

(6) - Nell'ipotesi che C_a abbia reattanza trascurabile per il segnale e che la sorgente di f. e. m. continua E_{ao} abbia resistenza interna praticamente nulla.

(7) - Per ottenerla si traccia dapprima una qualunque retta (come la retta a tratti, *r*, nella figura 12 *b*) la quale tagli gli assi coordinati in punti tali che il rapporto fra la loro ascissa e la loro ordinata sia uguale ad R_c; la *retta di carico dinamica* è allora la parallela a tale retta passante per il punto *P*.

(8) - Poichè si è fatta l'ipotesi che C_a si comporti come un cortocircuito, la tensione d'uscita e_u coincide con la componente alternata e_c della tensione di collettore.

nell'ipotesi che il transistore sia il medesimo ed operi nelle medesime condizioni di funzionamento considerate nelle figure 8 e 9; l'andamento della corrente i_u nella resistenza R_u (corrente di uscita) è identico a quello di e_u (fig. 13 *c*) poichè è manifestamente $i_u = e_u/R_u$.

Nel caso particolare considerato nella figura 13 l'ampiezza del segnale d'uscita risulta $E_u \cong 1{,}35$ V (9) ed è quindi 4,5 volte maggiore dell'ampiezza del segnale d'ingresso, che è $E_i = 0{,}3$ V (fig. 8); l'amplificatore ha quindi dato luogo, fra entrata ed uscita, ad un' *amplificazione di tensione*, di valore $A_{tens} = E_u/E_i = 4{,}5$. Poichè l'ampiezza della corrente in R_u risulta $I_u = E_u/R_u = 1{,}35 \cdot 10^{-3}$ A, mentre la corrente alternata di base ha l'ampiezza $J_b = 30 \cdot 10^{-6}$ A (figura 8), l'amplificatore ha anche prodotto una *amplificazione di corrente* di valore $A_{cor} = I_u/J_b = 45$. Osserviamo, poi, che nella resistenza R_u viene immessa dall'amplificatore una potenza (*potenza di uscita*) che ha il valore $P_u = E_u I_u/2 = 0{,}9 \cdot 10^{-3}$ W; essa è manifestamente fornita dall'alimentatore E_{ao} grazie all'azione di regolazione di corrente prodotta dal transistore sotto l'azione di comando del segnale d'ingresso e_i. Per produrre tale comando il generatore del segnale d'ingresso

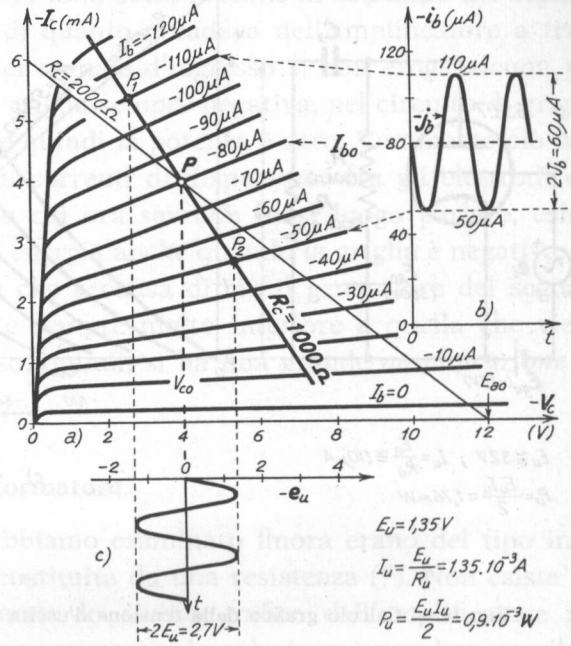


Fig. 13 — Utilizzazione della retta di carico dinamica per determinare il segnale d'uscita e_u dell'amplificatore della figura 12 *a*).

(9) - Essa risulta circa metà dell'ampiezza in assenza di R_u (fig. 9 *d*): questa riduzione è dovuta all'effetto di *carico* esercitato da R_u sull'amplificatore e non esisterebbe se R_u fosse infinitamente grande.

deve, esso stesso, erogare potenza; infatti, con riferimento alla figura 8, poichè al segnale e_i (di ampiezza $E_i = 0{,}3$ V) corrisponde nel circuito di base una corrente alternata j_b di ampiezza $J_b = 30 \cdot 10^{-6}$ A, il generatore eroga una potenza $P_i = E_i J_b / 2 = 4{,}5 \cdot 10^{-6}$ W. Questa potenza è $1/200$ della potenza P_u immessa nell'utilizzatore R_u e perciò nell'amplificatore, in

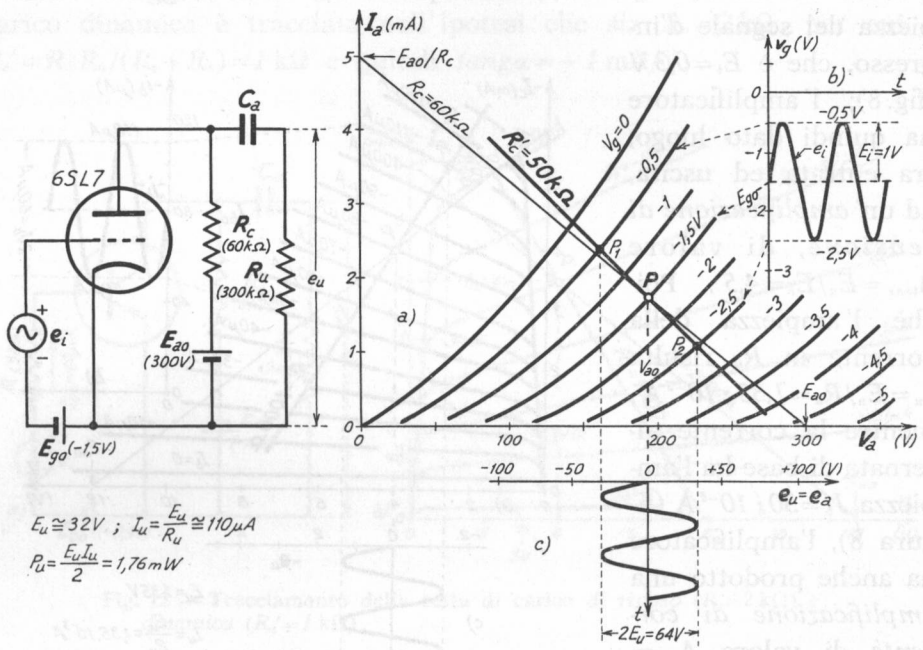


Fig. 14 — Calcolo grafico della tensione d'uscita di un amplificatore a tubo.

concomitanza all'amplificazione di tensione e di corrente, si ha anche un' *amplificazione di potenza* $A_{pot} = 200$.

Quanto è stato visto per gli amplificatori a transistori vale anche per gli amplificatori a tubi. Nella figura 14 è mostrato un esempio di calcolo grafico di un'amplificatore a triodo, del tipo *a)* della figura 11, nell'ipotesi che il tubo, le sue caratteristiche anodiche ed i valori di vari elementi siano quelli indicati nella figura 14 stessa: il punto di riposo P si determina mediante la retta di carico *statica* relativa ad $E_{ao} = 300$ V, $R_c = 60 \cdot 10^{-3}\,\Omega$. La retta di carico *dinamica* passa per il punto P ed ha l'inclinazione corrispondente alla resistenza $R_c' = R_c R_u / (R_c + R_u)$, parallelo della resistenza di carico anodica R_c e della resistenza di utilizzazione R_u; essendo questa uguale a $300 \cdot 10^5\,\Omega$ risulta $R_c' = 50 \cdot 10^3\,\Omega$.

Dalla costruzione grafica appare che, nelle condizioni prescelte, ad un segnale d'ingresso sinusoidale, di ampiezza $E_i = 1$ V, corrisponde un segnale d'uscita e_u ([10]) di ampiezza $E_u = 32$ V; si ha dunque un'amplificazione di tensione $A_{tens} = E_u/E_i = 32$. Nella resistenza R_u circola una corrente i_u di ampiezza $I_u = E_u/R_u = 1{,}1 \cdot 10^{-4}$ A e pertanto in R_u si ha una potenza $P_u = E_u I_u/2 = 1{,}76 \cdot 10^{-3}$ W. Tale potenza, come abbiamo più volte accennato, proviene dall'alimentatore anodico grazie all'azione di regolazione di corrente prodotta dal tubo sotto l'azione di comando del segnale d'ingresso e_i; a differenza di quanto accadeva nell'amplificatore a transistore, qui il generatore del segnale d'ingresso e_i non eroga alcuna potenza perchè, rimanendo la griglia sempre negativa, nel circuito di griglia la corrente è sempre nulla e quindi la potenza è zero. Veramente ciò non è del tutto vero: a causa di correnti di dispersione fra gli elettrodi del tubo e di altri fenomeni su cui ora sarebbe fuori luogo parlare, esiste una minima dissipazione di energia anche quando la griglia è negativa. In ogni caso, però, la potenza che a causa di ciò il generatore del segnale d'ingresso e_i deve erogare è sempre molto inferiore a quella che viene immessa in R_u; in ogni caso, quindi, si ha una grande *amplificazione di potenza.*

5. — Amplificatore a trasformatore.

Gli amplificatori che abbiamo esaminato finora erano del tipo indicato nella figura 1, con Z_c costituita da una resistenza ([11]). Non esiste un metodo generale che permetta lo studio grafico dell'amplificatore nel caso in cui Z_c non è una pura resistenza; la soluzione è peraltro possibile in alcuni casi particolari e noi ne esamineremo qui uno che ha importanza rilevante. Si tratta dell'*amplificatore a trasformatore* (a tubo od a transistore) indicato nella figura 15, di cui abbiamo già dato una prima spiegazione, a carattere intuitivo, nel n. 1 (fig. 2).

Lo studio grafico dell'amplificatore a trasformatore si compie in modo analogo a quello dell'amplificatore visto nel paragrafo precedente.

([10]) - Coincidente con la tensione alternativa anodica e_a nell'ipotesi che C_a si comporti come un cortocircuito.

([11]) - La resistenza è costituita dal parallelo di R_c ed R_u nell'ipotesi, sempre ammessa, che il generatore E_{ao} abbia impedenza interna nulla e che la capacità C_a si comporti, per il segnale, come un cortocircuito.

Dapprima si trova sulle caratteristiche anodiche il punto di funzionamento a riposo, tracciando la retta di carico che corrisponde alla tensione di alimentazione E_{ao} ed alla resistenza ohmica dell'avvolgimento primario del trasformatore (*retta di carico statica*): normalmente la resistenza è così piccola che la retta risulta praticamente verticale. Dal punto di riposo così determinato si traccia poi la *retta di carico dinamica*, corrispondente alla resistenza R_c' che risulta riportata al primario del trasformatore per la presenza della resistenza R_u a secondario. Se — come è regola generale in questi casi — il trasformatore è scelto in modo tale che la reattanza del suo avvolgimento secondario sia molto grande di

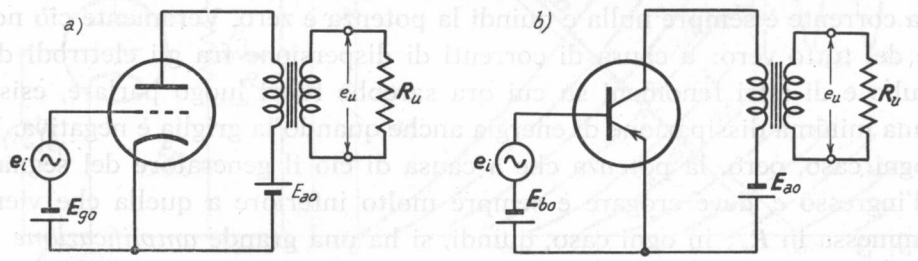


Fig. 15 — Amplificatori a trasformatore.

fronte ad R_u, vale per il riporto a primario di R_u la semplice regola vista nel n. 6 del Cap. III; si ha allora:

$$(1) \qquad R_c' = \frac{N_1^2}{N_2^2} R_u \,,$$

dove N_1 ed N_2 sono i numeri di spire degli avvolgimenti primario e secondario.

Nella figura 16 è eseguito lo studio grafico dell'amplificatore a tubo della figura 14 *a*) impiegante il tubo a fascio *6V6* nelle seguenti condizioni: *a*) la resistenza R_c dell'avvolgimento primario è supposta così piccola che la *retta di carico statica* viene praticamente a coincidere con la verticale tracciata per $V_a = E_{ao}$ ($= 250$ V); *b*) la resistenza R_c' riportata a primario ha il valore $R_c' = 5000\,\Omega$, per cui la *retta di carico dinamica* (passante per il punto di riposo P) forma con l'asse delle ascisse un angolo α la cui tangente è $tang\,\alpha = -1/R_c' = -0{,}2$ mA/V; *c*) alla griglia, tenuta al potenziale base $E_{go} = -10$ V, è applicato un segnale sinusoidale di ampiezza $E_i = 5$ V.

Dalla costruzione della figura 16 si ricava che la tensione alternata e_a presente ai capi della resistenza equivalente R_c' — cioè, in pratica, ai morsetti primari del trasformatore — ha ampiezza $E_a = 100$ V, pari a

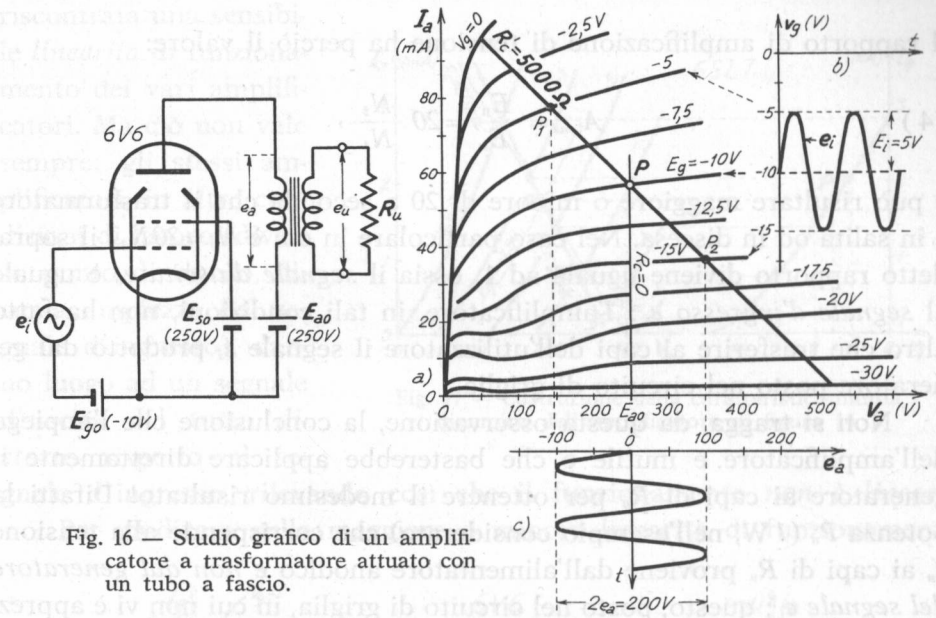


Fig. 16 — Studio grafico di un amplificatore a trasformatore attuato con un tubo a fascio.

20 volte l'ampiezza del segnale d'ingresso e_i ([12]). A ciò corrisponde in R_c' una potenza $E_a^2/(2R_c')$ che, in effetti, viene trasferita nella resistenza di utilizzazione R_u tramite il trasformatore; pertanto, a parte le perdite di questo, la potenza utilizzata in R_u risulta:

$$(2) \qquad P_u = \frac{E_a^2}{2R_c'} = \frac{100^2}{2 \cdot 5000} = 1 \text{ W}.$$

([12]) - Per la presenza del segnale e_a ai capi del primario del trasformatore, la tensione anodica del tubo risulta $v_a = E_{ao} + e_a$ e varia perciò fra un minimo di $250 - 100 = 150$ V ed un massimo di $250 + 100 = 350$ V: durante la semionda positiva di e_a la tensione anodica è dunque superiore alla tensione E_{ao} dell'alimentatore. La spiegazione fisica di ciò è già stata data, in sostanza, nel n. 1 quando si è accennato il funzionamento dell'amplificatore di figura 2: in conseguenza del segnale e_i, la corrente anodica varia dal valore di riposo e ciò provoca la nascita per autoinduzione di una f. e. m. nell'avvolgimento primario, che dà luogo alla tensione e_a.

L'ampiezza E_u del segnale e_u presente ai capi della resistenza di utilizzazione dipende dal rapporto di trasformazione ed ha il valore:

$$(3) \qquad E_u = E_a \frac{N_2}{N_1} = 20\, E_i \frac{N_2}{N_1} ;$$

il rapporto di amplificazione di tensione ha perciò il valore:

$$(4) \qquad A_{tens} = \frac{E_u}{E_i} = 20 \frac{N_2}{N_1} ,$$

e può risultare maggiore o minore di 20 a seconda che il trasformatore è in salita od in discesa. Nel caso particolare in cui è $N_1 = 20 N_2$, il sopradetto rapporto diviene uguale ad 1, ossia il *segnale d'uscita* e_u è uguale al *segnale d'ingresso* e_i: l'amplificatore, in tali condizioni, non ha fatto altro che trasferire ai capi dell'utilizzatore il segnale e_i prodotto dal generatore posto nel circuito di griglia.

Non si tragga, da questa osservazione, la conclusione che l'impiego dell'amplificatore è inutile e che basterebbe applicare direttamente il generatore ai capi di R_u per ottenere il medesimo risultato! Difatti la potenza P_u (*1* W, nell'esempio considerato) che corrisponde alla tensione e_u ai capi di R_u proviene dall'alimentatore anodico *e non dal generatore del segnale* e_i; questo, posto nel circuito di griglia, in cui non vi è apprezzabile corrente, non eroga alcuna potenza. L'amplificatore rende perciò possibile di alimentare l'utilizzatore R_u (ad esempio, un altoparlante) con una tensione uguale a quella del segnale d'ingresso, anche se il relativo generatore (ad esempio, un microfono) non è in alcun modo capace di erogare la potenza all'uopo necessaria. Naturalmente, considerazioni analoghe valgono pure nel caso in cui l'ampiezza di e_u è maggiore od anche minore di quella di e_i.

Lo studio grafico compiuto per l'amplificatore a tubo può ripetersi senza varianti apprezzabili per l'amplificatore a transistore (fig. 15 *b*): l'unica differenza riguarda il circuito d'ingresso in cui, in ogni caso, il generatore e_i dà luogo ad una corrente (corrente di base, j_b) e quindi eroga una qualche potenza. Nei casi pratici tale potenza è sempre molto più piccola di quella utilizzata in R_u, per cui l'amplificatore dà sempre luogo ad un'effettiva *amplificazione di potenza*. Lo studio grafico del comportamento del circuito d'ingresso non è diverso da quello relativo all'amplificatore a resistenza (n. 3, fig. 8) ed a quello ci si può perfettamente riferire.

6. — Verifica della linearità di funzionamento degli amplificatori.

Negli esempi di costruzioni grafiche eseguite per studiare il comportamento dei vari amplificatori si è trovato che l'andamento del segnale d'uscita e_u è del tutto simile a quello del segnale d'ingresso e_i; si è così riscontrata una sensibile *linearità* di funzionamento dei vari amplificatori. Ma ciò non vale sempre: gli stessi amplificatori, in altre condizioni di lavoro (diverso punto di riposo, diversa ampiezza del segnale d'ingresso), danno luogo ad un segnale d'uscita del tutto *distorto* rispetto al segnale d'ingresso, rilevando così che il funzionamento *non è lineare*.

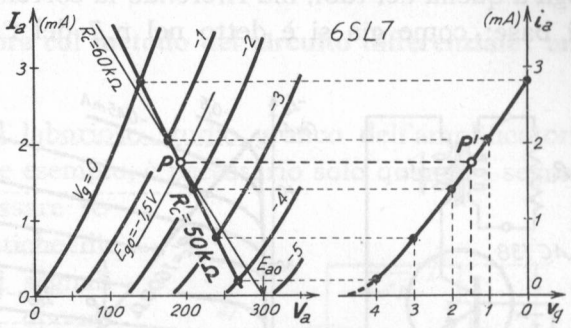


Fig. 17 — Costruzione della caratteristica mutua dinamica dell'amplificatore di figura 14.

Per giudicare sulla maggiore o minore linearità di funzionamento

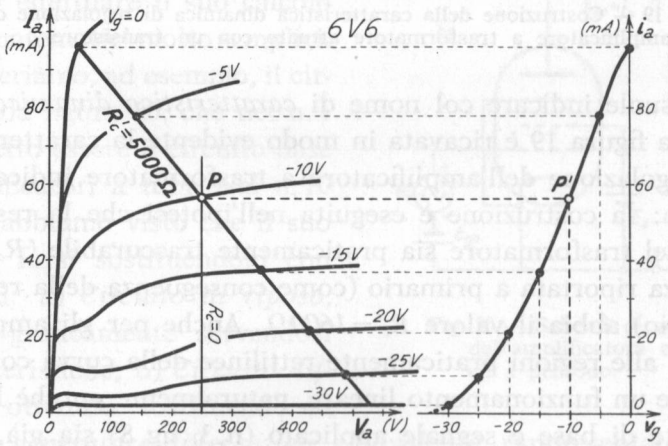


Fig. 18 — Costruzione della caratteristica mutua dinamica dell'amplificatore di figura 16.

degli amplificatori a tubi conviene valersi della costruzione della *caratteristica mutua dinamica*, già indicata nel n. 5 del Cap. V (fig. 24), ma naturalmente applicata alla *retta di carico dinamica*. Nelle figure 17 e 18

è eseguita, ad esempio, la costruzione per gli amplificatori a resistenza ed a trasformatore già studiati graficamente nelle figure 14 e 16: le regioni praticamente rettilinee delle caratteristiche mutue dinamiche corrispondono a condizioni di funzionamento lineare degli amplificatori.

Nel caso degli amplificatori a transistori si usa una costruzione analoga a quella dei tubi, ma riferendo la corrente di collettore alla corrente di base: come già si è detto nel n. 7 del Cap. IX, la curva che così si

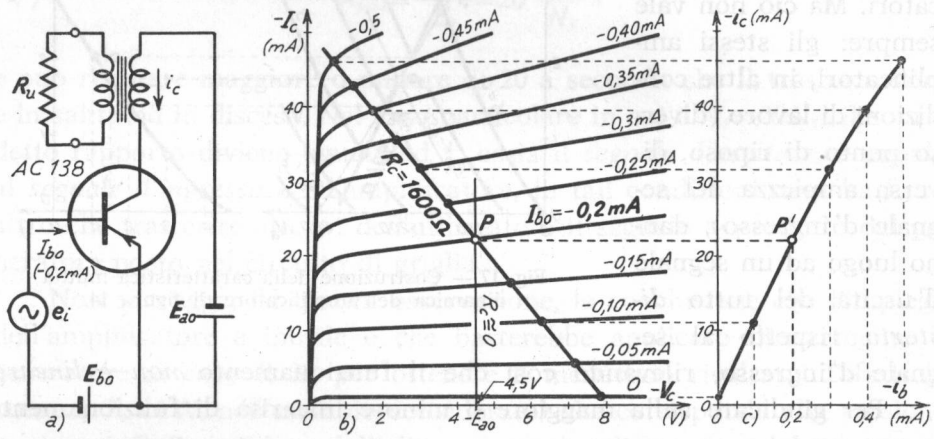


Fig. 19 — Costruzione della caratteristica dinamica di regolazione di un amplificatore a trasformatore attuato con un transistore.

ottiene si suole indicare col nome di *caratteristica dinamica di regolazione*. Nella figura 19 è ricavata in modo evidente la caratteristica dinamica di regolazione dell'amplificatore a trasformatore indicato nella figura stessa: la costruzione è eseguita nell'ipotesi che la resistenza del primario del trasformatore sia praticamente trascurabile ($R_c \cong 0$) e che la resistenza riportata a primario (come conseguenza della resistenza R_u a secondario) abbia il valore $R_c' = 1600\,\Omega$. Anche per gli amplificatori a transistori, alle regioni praticamente rettilinee della curva così costruita corrisponde un funzionamento lineare, naturalmente purchè la relazione fra corrente di base e segnale applicato (n. 3, fig. 8) sia già, di per sè, sufficientemente lineare.

L'esame delle caratteristiche dinamiche ora introdotte nell'intorno dei punti di riposo, insieme alle considerazioni svolte a suo tempo per il comportamento dei tubi (Cap. V, nn. 6-10) e dei transistori (Cap. IX, nn. 7-10), ci fanno comprendere agevolmente che *se i segnali sono suffi-*

cientemente piccoli il funzionamento può sempre considerarsi lineare.

In queste condizioni i calcoli sugli amplificatori possono essere compiuti in maniera estremamente più agevole che non col metodo grafico, servendosi del *metodo del circuito differenziale*, già introdotto nei capitoli V, VI e IX; ne mostreremo le basi di applicazione nei paragrafi che seguono.

7. — Studio dell'amplificatore col metodo del circuito differenziale: amplificatori a tubi.

Come si è già detto, il laborioso studio grafico dell'amplificatore, di cui abbiamo visto qualche esempio, è necessario solo quando i segnali sono così grandi da interessare regioni curve delle caratteristiche dinamiche. Quando, invece, i segnali sono relativamente piccoli, oppure quando una preventiva verifica garantisce che il comportamento dell'amplificatore è sufficientemente lineare, si opera normalmente col *metodo del circuito differenziale* che consente di effettuare il suo calcolo con mezzi matematici molto semplici.

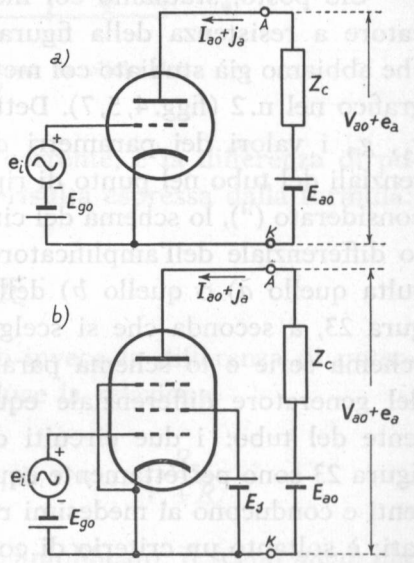


Fig. 20 — Schemi di principio dell'amplificatore a triodo ed a pentodo.

Consideriamo, ad esempio, il circuito *a*) della figura 20, che nel n. 1 abbiamo detto essere il circuito base degli amplificatori a tubi. Nel n. 10 del Cap. V abbiamo visto che il suo studio può farsi sostituendolo con due circuiti: a) *Circuito di riposo*, calcolabile graficamente servendosi delle caratteristiche; b) *Circuito differenziale*, ottenuto sostituendo al tubo il suo *generatore differenziale equivalente*, rappresentato (come in figura 21), con lo schema serie o parallelo ([13]).

([13]) - Si ammette tacitamente che non esista corrente di griglia (come avviene nella grande generalità dei casi) e che la frequenza dei segnali sia sufficientemente bassa, così che l'effetto delle capacità parassite (Cap. V, n. 11) possa trascurarsi.

Dal circuito di riposo possono dedursi i valori della corrente di riposo I_{ao} e della tensione anodica di riposo V_{ao}; dal circuito differenziale è possibile ricavare le variazioni della corrente e della tensione anodica attorno ai valori di riposo, cioè i valori di j_a ed e_a (fig. 20). Se l'amplificatore è attuato con un pentodo (fig. 20 *b*), il metodo rimane il medesimo; cambiano soltanto gli ordini di grandezza dei parametri differenziali μ ed r_a (Cap. VI, n. 4) che compaiono negli schemi del generatore differenziale equivalente del tubo (fig. 21).

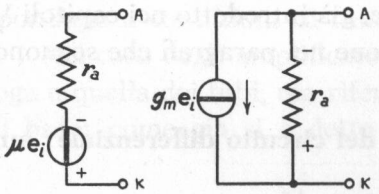


Fig. 21 — Schema serie e schema parallelo del generatore differenziale equivalente del tubo.

Ciò posto, studiamo col metodo del circuito differenziale l'amplificatore a resistenza della figura 22, che abbiamo già studiato col metodo grafico nel n. 2 (figg. 4, 5, 7). Detti μ, r_a, g_m i valori dei parametri differenziali del tubo nel punto di riposo considerato (14), lo schema del circuito differenziale dell'amplificatore risulta quello *a*) o quello *b*) della figura 23, a seconda che si scelga lo schema serie o lo schema parallelo del generatore differenziale equivalente del tubo: i due circuiti della figura 23 sono perfettamente equivalenti e conducono ai medesimi risultati; è soltanto un criterio di convenienza nei calcoli che nei vari casi fa preferire l'uso di uno degli schemi piuttosto che dell'altro.

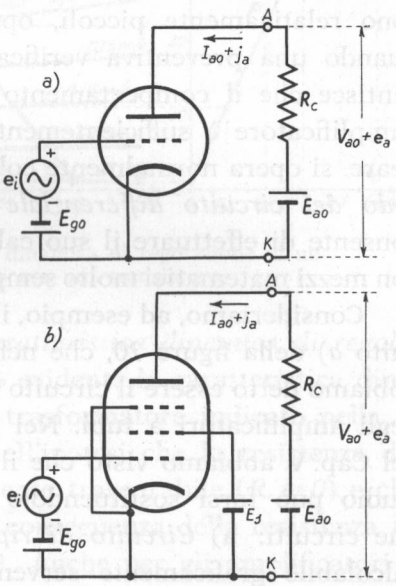


Fig. 22 — Amplificatore a resistenza attuato con un triodo od un pentodo.

Applicando la legge di Ohm al

(14) - Spesso, nel calcolo degli amplificatori, si può fare a meno di determinare per via grafica il punto di funzionamento a riposo ed i relativi valori dei parametri differenziali: ci si serve, per questo, dei dati forniti dai costruttori dei tubi relativamente a prescelte condizioni di riposo; esempi di tali dati sono contenuti nelle tabelle riportate nei capitoli V (n. 8) e VI (n. 4). L'applicazione di questo metodo sarà fatta già in questo paragrafo in due casi pratici.

circuito *a*) della figura 23 si ottiene:

$$(1) \qquad j_a = \frac{\mu e_i}{r_a + R_c} ,$$

che esprime il valore della componente alternata della corrente anodica dell'amplificatore. La caduta di potenziale prodotta dalla corrente j_a sulla

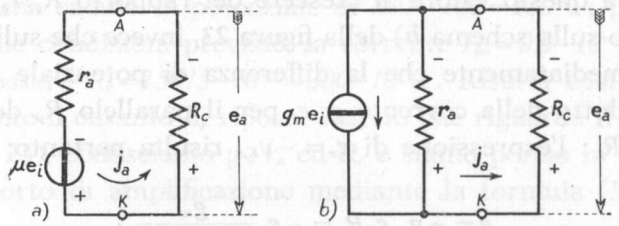


Fig. 23 — Schema serie e schema parallelo dell'amplificatore di figura 22.

resistenza R_c — che, dato il verso della corrente, è la differenza di potenziale fra i punti K ed A, $v_{KA} = R_c j_a$ — risulta espressa dalla formula:

$$(2) \qquad v_{KA} = \mu e_i \frac{R_c}{r_a + R_c} .$$

Poichè la tensione alternata anodica e_a è invece la differenza di potenziale fra A e K [15], $e_a = v_{AK} = -v_{KA}$, si deduce la relazione:

$$(3) \qquad e_a = -R_c j_a = -\mu e_i \frac{R_c}{r_a + R_c} = -\mu E_i \operatorname{sen} \omega t \frac{R_c}{r_a + R_c} ,$$

la quale fornisce l'espressione del segnale amplificato; il segno *meno* che in essa compare è l'indice dell'opposizione di fase fra e_a ed $e_i = E_i \operatorname{sen} \omega t$, messa in evidenza nello studio grafico dell'amplificatore (figg. 4, 5, 7). L'ampiezza E_a del segnale amplificato risulta, per la (3):

$$(4) \qquad E_a = \mu E_i \frac{R_c}{r_a + R_c} = E_i \frac{\mu}{\frac{r_a}{R_c} + 1} .$$

---

[15] - Ciò è convenzionalmente indicato nella figura 23 dal verso della freccia tagliata da e_a.

Da questa relazione si ottiene agevolmente il *rapporto di amplificazione* che è il rapporto A fra le ampiezze E_a, E_i di e_a ed e_i:

$$(5) \qquad A = \frac{E_a}{E_i} = \frac{\mu}{1 + \frac{r_a}{R_c}} .$$

La formula mostra che il rapporto di amplificazione A è sempre minore di μ e tende a questo valore al crescere del rapporto R_c/r_a ([16]).

Operando sullo schema *b*) della figura 23, invece che sullo schema *a*), si ricava immediatamente che la differenza di potenziale fra K ed A, v_{KA}, è il prodotto della corrente $g_m e_i$ per il parallelo R_p delle due resistenze r_a ed R_c; l'espressione di $e_a = -v_{KA}$ risulta pertanto:

$$(6) \qquad e = -g_m e_i R_p = -e_i \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}} ,$$

da cui si deduce la seguente espressione del rapporto di amplificazione:

$$(7) \qquad A = \frac{E_a}{E_i} = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}} .$$

Moltiplicando numeratore e denominatore per r_a e ricordando la relazione $g_m r_a = \mu$ (Cap. V, n. 7, form. 7), si verifica immediatamente che la (7) coincide con la formula (6), ricavata partendo dallo schema serie del circuito differenziale. L'espressione (7) del rapporto di amplificazione mostra che l'*amplificazione è tanto più grande quanto maggiore è il valore di* g_m *e quanto più elevate sono* r_a *ed* R_c.

Per dare un aspetto quantitativo alle considerazioni precedenti, svolgeremo il calcolo di due esempi particolari di amplificatori attuati secondo gli schemi della figura 22. Nel primo amplificatore (fig. 22 *a*) si vuole usare il triodo *12AX7*, di cui nella Tav. 2 del Cap. V (n. 8) sono stati riportati i dati più importanti. Questi dati si riferiscono ad un punto di funzionamento consigliato dal costruttore e noi li assumeremo — come si fa spesso in pratica — per caratterizzare il circuito di riposo, evitando

---

([16]) - Queste considerazioni giustificano il nome di *coefficiente di amplificazione* dato al parametro μ: esso è *il limite a cui tende il rapporto di amplificazione A al tendere di* R_c/r_a *all'infinito.*

così di dover compiere la costruzione della retta di carico. Adotteremo perciò i seguenti valori: $V_{ao}=100$ V, $E_{go}=-1$ V, $I_{ao}=0{,}5$ mA; in tali condizioni è $\mu=100$, $r_a=80$ kΩ, $g_m=1{,}25$ mA/V. Supporremo inoltre che il valore della tensione di alimentazione sia, come di solito, prestabilito; ad esempio, $E_{ao}=250$ V.

Con riferimento allo schema *a*) della figura 22, se si vuole che, in condizioni di riposo, V_{ao} abbia il valore 100 V, occorrerà che la resistenza R_c produca una caduta di potenziale di $250-100=150$ V; poichè in essa scorrerà, nelle condizioni previste, la corrente $I_{ao}=0{,}5\cdot 10^{-3}$ A, il suo valore dovrà essere $R_c=150/5\cdot 10^{-4}=300\cdot 10^3$ Ω. Risulta così, determinato completamente il circuito di riposo. Per ciò che riguarda il circuito differenziale (fig. 23), conosciamo μ, r_a ed R_c e siamo perciò in grado di ricavare il rapporto di amplificazione mediante la formula (5); si ottiene:

$$(8)\qquad A=\frac{\mu}{1+r_a/R_c}=\frac{100}{1+80\cdot 10^3/300\cdot 10^3}=\frac{100}{1{,}27}\cong 80.$$

Il valore trovato è valido soltanto quando l'ampiezza del segnale d'ingresso è così piccola che il circuito abbia comportamento lineare: per fissare le idee, se è $E_i=1$ mV, si è in queste condizioni ed il segnale e_a ha allora l'ampiezza $E_a=A\,E_i\cong 80$ mV.

Quale secondo esempio, si voglia costruire un amplificatore secondo lo schema della figura 22 *b*), usando il pentodo *6J7* nelle seguenti condizioni di funzionamento consigliate dal costruttore (Cap. VI, n. 4, tav. 3): $V_{ao}=100$ V, $E_{go}=-3$ V, $V_{so}=100$ V, $I_{ao}=2$ mA. Supponiamo che si abbia $E_{ao}=300$ V; affinchè risulti $V_{ao}=100$ V occorrerà che la caduta di tensione su R_c, $R_c I_{ao}$, sia uguale a 200 V. Poichè, a riposo, in R_c scorrerà la corrente $I_{ao}=2\cdot 10^{-3}$ A, risulta automaticamente fissato il valore della resistenza, $R_c=200/2\cdot 10^{-3}=100\cdot 10^3$ Ω. Il circuito dell'amplificatore è allora pienamente determinato e così pure il relativo circuito di riposo.

Consideriamo ora il circuito differenziale, per esempio nella forma parallelo (fig. 23 *b*): dalla sopracitata Tav. 3 del Cap. VI (n. 4) si ricava nelle condizioni di riposo fissate, $r_a=1$ MΩ, $g_m\cong 1{,}2$ mA/V. Dalla formula (7) — ma si otterrebbe lo stesso risultato partendo dalla formula (5) — si ricava $A=g_m R_p\cong 1{,}2\cdot 10^{-3}\cdot 0{,}9\cdot 10^6\cong 110$.

Nel prossimo paragrafo vedremo altri esempi di applicazione del metodo del circuito differenziale ad amplificatori già studiati per via grafica.

8. — Studio col metodo del circuito differenziale di amplificatori a tubo con collegamento a capacità.

Quale altro esempio di studio di amplificatori col metodo del circuito differenziale, prenderemo in considerazione quello a tubo della figura 10 *a*), già studiato per via grafica nel n. 4: come in precedenza, supporremo che il segnale abbia frequenza non troppo alta, così che l'effetto delle capacità parassite sia trascurabile, ed ampiezza sufficientemente piccola, così che il comportamento del tubo risulti lineare.

Consideriamo l'amplificatore della figura 24 *a*): per quanto riguarda le condizioni di riposo non c'è niente da aggiungere a quanto già visto nel paragrafo precedente. Per il circuito differenziale, se si sceglie per il generatore equivalente del tubo lo schema parallelo, si ottiene il circuito della figura 24 *b*). Supponiamo che la capacità C_a sia sufficientemente grande così da potersi considerare un cortocircuito alla frequenza di lavoro; le tre resistenze r_a, R_c, R_u sono allora in parallelo fra loro ed equivalgono ad un'unica resistenza R_p (fig. 24 *c*) avente il valore:

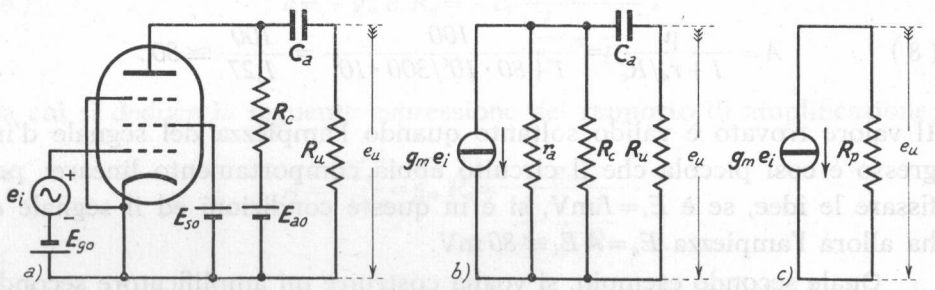


Fig. 24 — Amplificatore a resistenza con utilizzatore (R_u) collegato a capacità.

$$(1) \qquad R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_u}} .$$

La corrente $g_m e_i$ del generatore, circolando nella suddetta resistenza, produce ai suoi capi una tensione pari a $g_m e_i R_p$; dato il verso di percorrenza della corrente, l'espressione del segnale d'uscita e_u risulta pertanto:

$$(2) \qquad e_u = - g_m R_p e_i .$$

Il segnale d'uscita dell'amplificatore è dunque di segno opposto al segnale

d'ingresso ed ha ampiezza $g_m R_p$ volte maggiore; il *rapporto di amplificazione* è:

$$(3) \qquad A = \frac{E_u}{E_i} = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_u}},$$

tanto più grande quanto maggiore è la conduttanza mutua g_m e quanto più elevate sono le tre resistenze r_a, R_c, R_u ([17]).

Il metodo di collegare l'utilizzatore all'amplificatore mediante un condensatore (fig. 24) è molto sfruttato per applicare il segnale d'uscita

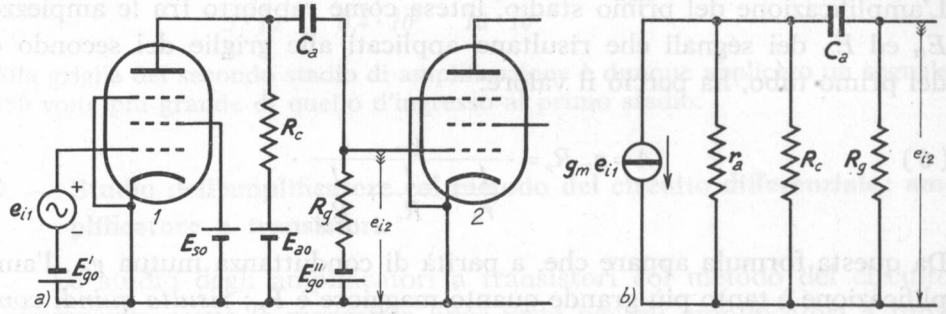


Fig. 25 — Collegamento a capacità e resistenza fra due *stadi* di amplificazione.

di un amplificatore all'entrata di un altro amplificatore onde amplificarlo ulteriormente. Il sistema, detto *collegamento a capacità e resistenza*, è indicato nella figura 25 *a*) ed ha uso vastissimo in tutta la tecnica elettronica ([18]). La presenza del condensatore C_a fa sì che la tensione continua anodica del primo tubo, V_{ao}, non risulti applicata alla griglia del secondo tubo, la cui tensione di polarizzazione, V_{go}, risulta, così fissata dalla batteria E''_{go} tramite la resistenza R_g.

Per il calcolo dell'amplificatore della figura 25 *a*) non vi è nulla di

---

([17]) - Ammettiamo che il tubo sia il medesimo utilizzato nell'esempio svolto alla fine del paragrafo precedente (*6J7*) ed operi nelle stesse condizioni, così che sia $r_a = 1$ MΩ, $g_m \cong 1{,}2$ mA/V, $R_c = 0{,}1$ MΩ. Supponendo, allora, che sia $R_u = 0{,}1$ MΩ risulta $R_p = 47{,}5 \cdot 10^3$ Ω e di conseguenza $A = g_m R_p = 57$; se invece è $R_u = 10$ kΩ risulta $R_p \cong 9$ kΩ e perciò $A = g_m R_p = 11$. Ricordiamo che, in assenza di R_u, l'amplificazione calcolata nel paragrafo precedente risultava circa *110*: è questa l'amplificazione limite per R_u tendente ad infinito.

([18]) - Esso sarà studiato ampiamente nel Cap. XI e sarà approfondito e generalizzato nel Vol. III.

nuovo da dire rispetto a quanto già visto per il caso precedente (fig. 24). Il circuito differenziale è indicato nella figura 25 *b*) e da esso si ricava, per il segnale d'ingresso e_{i2} del secondo *stadio* di amplificazione, il valore:

$$(4) \qquad e_{i2} = -g_m R_p e_{i1} ,$$

dove R_p è il parallelo di r_a , R_c , R_g :

$$(5) \qquad R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} .$$

L'amplificazione del primo stadio, intesa come rapporto fra le ampiezze E_{i2} ed E_{i1} dei segnali che risultano applicati alle griglie del secondo e del primo tubo, ha perciò il valore:

$$(6) \qquad A = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} .$$

Da questa formula appare che, a parità di conduttanza mutua g_m , l'amplificazione è tanto più grande quanto maggiore è R_p ; *risulta quindi conveniente*, in particolare, che R_g *sia molto grande*. Notiamo, a questo proposito, che se nel tubo 2 non c'è corrente di griglia (come in tutti i casi pratici) la tensione di polarizzazione non è influenzata dal valore di R_g , perchè in questa resistenza non si manifesta alcuna caduta di tensione. Se però, come normalmente accade, il vuoto entro il tubo non è perfetto, gli elettroni che transitano dal catodo all'anodo provocano la ionizzazione per urto degli atomi del gas residuo; gli ioni positivi che così nascono sono attratti dalla griglia che è negativa e danno luogo ad una corrente di griglia e ad una caduta di tensione in R_g , tanto più elevata quanto più grande è R_g stessa. Tale tensione manifesta grande irregolarità, dato il carattere casuale del fenomeno che le ha dato origine, e produce instabilità nel funzionamento dell'amplificatore. Per contenere entro limiti inapprezzabili tale effetto dannoso occorre che R_g non superi certi valori massimi, qualche volta indicati dal costruttore del tubo, che generalmente sono dell'ordine del megaohm ([19]).

([19]) - Se alla griglia non è applicata, tramite R_g , la tensione di polarizzazione negativa E_{go} , su di essa non cadono più ioni positivi ma elettroni. Si stabilisce allora in R_g una

Illustreremo con un esempio il metodo di calcolo di un amplificatore del tipo della figura 25 nell'ipotesi che la tensione di alimentazione anodica abbia il valore $E_{ao} = 300$ V e che la resistenza R_g debba avere il valore $R_g = 1$ MΩ. Converremo di usare quale primo tubo il pentodo *6AU6* nelle seguenti condizioni di funzionamento a riposo (Cap. VI, n. 4, tav. 3): $V_{ao} = 100$ V, $V_{go} = -1$ V, $V_{so} = 100$ V, $I_{ao} = 5{,}2$ mA. Nella resistenza R_c dovrà aversi una caduta di potenziale di 200 V e poichè in essa scorrerà, nelle condizioni previste, la corrente $I_{ao} = 5{,}2 \cdot 10^{-3}$ A, il suo valore dovrà essere $R_c = 200/5{,}2 \cdot 10^{-3} \cong 40 \cdot 10^3$ Ω.

I parametri differenziali del tubo, nelle sopradette condizioni di riposo, hanno i valori $g_m = 3{,}9$ mA/V, $r_a = 500$ kΩ ; introducendo questi valori nella (6), insieme con $R_c = 40$ kΩ, $R_g = 1$ MΩ, si ottiene:

$$A = \frac{3{,}9 \cdot 10^2}{\frac{1}{5 \cdot 10^5} + \frac{1}{0{,}4 \cdot 10^5} + \frac{1}{10 \cdot 10^5}} = \frac{3{,}9 \cdot 10^2}{2{,}55} \cong 150 \ .$$

Alla griglia del secondo stadio di amplificazione è dunque applicato un segnale 150 volte più grande di quello d'ingresso al primo stadio.

9. — **Studio dell'amplificatore col metodo del circuito differenziale: amplificatore a transistori.**

Lo studio degli amplificatori a transistori col metodo del circuito differenziale segue le medesime linee viste per gli amplificatori a tubi; esso è necessariamente un po' più laborioso per la necessità di svolgere il calcolo anche del circuito d'ingresso per individuare il valore della corrente di base. Per renderci conto del metodo consideriamo l'esempio della figura 26 *a*): esso è un semplice amplificatore a resistenza in cui il segnale d'ingresso è applicato alla base col metodo già introdotto nel Cap. IX (n. 8, fig. 25), che è poi quello stesso con cui nell'esempio della figura 25 il segnale dello stadio 1 è applicato all'ingresso dello stadio 2 ([20]).

Per lo studio dell'amplificatore si considera dapprima *il circuito di riposo*, supponendo inattivo il generatore e_i: il circuito di riposo risulta quello indicato nella figura 26 *b*) ed il suo calcolo si svolge o per via grafica (se sono note le caratteristiche del transistore e sono dati i valori di R_b ed R_c) o determinando i valori di R_b ed R_c in modo da portare

---

caduta di tensione con verso tale da rendere debolmente negativa la griglia. Vedremo alla fine del n. 13 che si sfrutta questo fenomeno per attuare con molta semplicità la polarizzazione di griglia.

([20]) - Nell'esempio della figura 26 il generatore di f. e. m. e_i e resistenza interna R_i può rappresentare un precedente stadio di amplificazione (fig. 29).

il transistore a lavorare in particolari condizioni di riposo suggerite dal costruttore del transistore. Opereremo in tal modo, supponendo che il transistore sia il tipo *OC75*, di cui nella tabella del Cap. IX, n. 10 abbiamo appunto fornito i dati più significativi relativi alle condizioni di funzionamento $I_{bo} = -20\,\mu A$, $V_{co} = -2\,V$, $I_{co} = -3\,mA$. Per quanto riguarda il circuito di base osserviamo che la corrente di base ha il valore:

$$(1) \qquad I_{bo} = \frac{E_{bo} - V_{bo}}{R_b},$$

dove V_{bo} è la tensione che si localizza fra base ed emettitore; poichè essa è dell'ordine dei decimi di volt, può trascurarsi di fronte ad E_{bo} per cui la precedente può, in prima approssimazione, scriversi $I_{bo} \cong E_{bo}/R_b$, da

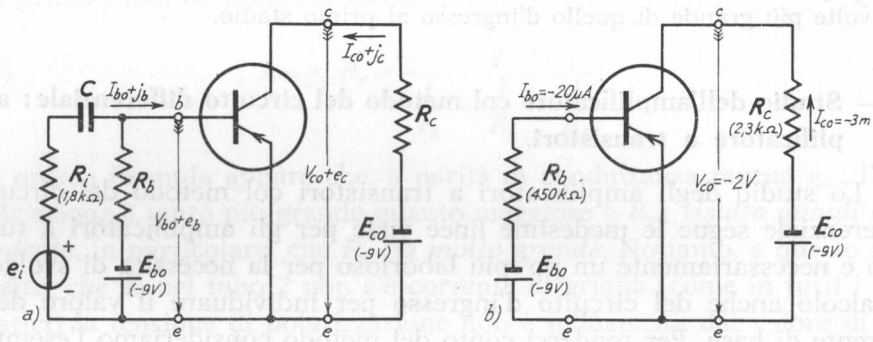


Fig. 26 — Amplificatore a transistore e suo circuito di riposo.

cui si deduce anche $R_b \cong E_{bo}/I_{bo}$. Per ottenere, pertanto, $I_{bo} = -20\,\mu A$ con $E_{bo} = -9\,V$ dovrà essere $R_b \cong 9/20 \cdot 10^{-6} \cong 0{,}45 \cdot 10^6\,\Omega$, che è il valore appunto indicato nella figura 26 *b*). Per quanto riguarda il circuito di collettore, osserviamo che per ottenere una tensione fra collettore ed emettitore $V_{co} = -2\,V$ partendo dalla tensione di alimentazione $E_{ao} = -9\,V$, la resistenza R_c deve provocare una caduta di tensione di $-7\,V$; poichè la corrente di collettore a riposo ha il valore $I_{co} = -3\,mA$, dovrà essere $R_c = 7/3 \cdot 10^{-3} \cong 2{,}3 \cdot 10^3\,\Omega$, che è appunto il valore indicato nella figura 26 *b*).

Con i valori calcolati di R_b ed R_c il circuito di riposo risulta completamente definito ed il transistore lavora nelle condizioni prefissate a cui corrispondono per i parametri differenziali i valori $r_b = 1{,}3\,k\Omega$, $r_c = 8\,k\Omega$, $\beta = 90$ (Cap. IX, n. 10). In queste condizioni, per quanto abbiamo visto nei nn. 9 e 10 del Cap. IX, lo schema del circuito differenziale dell'amplifi-

catore risulta quello indicato nella figura 27 *a*) ([21]). Dal circuito di base, trascurando l'effetto di R_b in parallelo ad r_b (dato il suo grande valore)

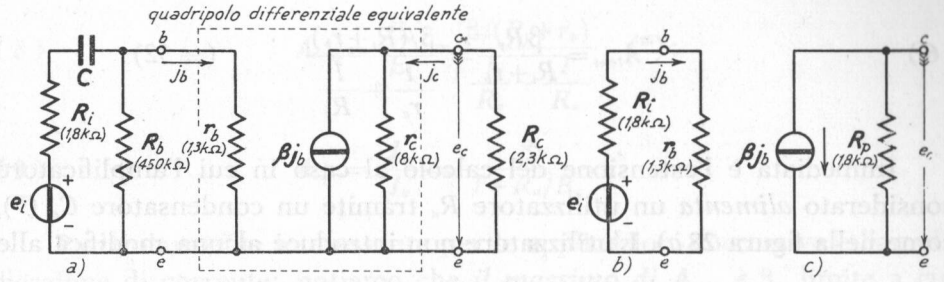


Fig. 27 — Circuiti differenziali, completi e ridotti dell'amplificatore di figura 26.

e considerando il condensatore C come un cortocircuito per la frequenza del segnale, si ottiene il circuito della figura 27 *b*), da cui si ricava subito:

$$(2) \qquad j_b = \frac{e_i}{R_i + r_b} \quad \left(= \frac{e_i}{1800 + 1300} = 3{,}2 \cdot 10^{-4}\, e_i\right).$$

Si può ora passare al calcolo del circuito di collettore; conglobando in un'unica resistenza R_p il parallelo di r_c ($= 8 \cdot 10^3\ \Omega$) ed R_c ($= 2{,}3 \cdot 10^3\ \Omega$):

$$(3) \qquad R_p = \frac{1}{\dfrac{1}{r_c} + \dfrac{1}{R_c}} \quad (= 1{,}8 \cdot 10^3\ \Omega),$$

si ottiene il circuito *c*) della figura 27, da cui (dato il verso della corrente) si ricava:

$$(4) \qquad e_c = -\beta j_b R_p = -\frac{\beta j_b}{\dfrac{1}{r_c} + \dfrac{1}{R_c}} \quad (= -16{,}2 \cdot 10^4\, j_b).$$

Sostituendo in questa formula a j_b la sua espressione (2), si ottiene:

$$(5) \qquad e_c = -\frac{\beta R_p}{R_i + r_b}\, e_i \quad (\cong 52\, e_i);$$

([21]) - Si usa per il quadripolo differenziale equivalente del transistore lo schema della figura 33 *b*) del Cap. IX (n. 10); ma agli stessi risultati si giungerebbe usando lo schema della figura 34 *b*) del medesimo capitolo.

il segnale presente fra collettore ed emettitore ha dunque segno opposto al segnale d'ingresso ed è $\beta R_p/(R_i+r_b)$ volte maggiore. L'amplificazione di tensione risulta quindi:

$$(6) \qquad A_{tens}=\frac{\beta R_p}{R_i+r_b}=\frac{\beta/(R_i+r_b)}{\dfrac{1}{r_c}+\dfrac{1}{R_c}} \qquad (\cong 52).$$

Immediata è l'estensione del calcolo al caso in cui l'amplificatore considerato *alimenta* un utilizzatore R_u tramite un condensatore C_a ([22]), come nella figura 28 *a*). L'utilizzatore non introduce alcuna modifica alle

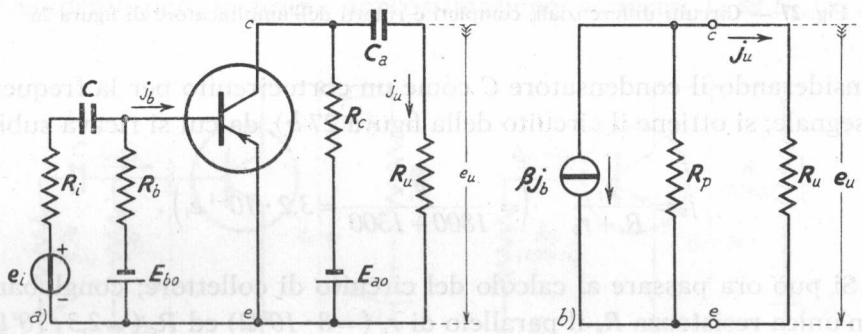


Fig. 28 — Collegamento a capacità di un utilizzatore resistivo all'amplificatore della figura 26.

condizioni di riposo; nel circuito differenziale esso risulta collegato, tramite C_a, ai morsetti c, e del circuito c) della figura 27, il quale può considerarsi un generatore avente corrente di cortocircuito βj_b e resistenza interna R_p (form. 3). Se si ammette che C_a, alla frequenza del segnale, si comporti come un cortocircuito, lo schema diviene quello b) della figura 28. Le espressioni della tensione e della corrente in R_u sono allora immediatamente ricavabili e risultano:

$$(7) \qquad e_u=\frac{-\beta j_b}{\dfrac{1}{R_p}+\dfrac{1}{R_u}}=\frac{-\beta e_i}{(R_i+r_b)\left(\dfrac{1}{R_p}+\dfrac{1}{R_u}\right)}, \qquad j_u=\frac{e_u}{R_u}=\frac{-\beta j_b}{\dfrac{R_u}{R_p}+1}.$$

([22]) - Tale situazione, in tutto analoga a quella dell'amplificatore a tubo della figura 24, è già stata studiata per via grafica nel n. 4 (fig. 12).

Da queste formule si ricavano le espressioni dell'*amplificazione di tensione* (rapporto fra le ampiezze di e_u ed e_i) e dell'*amplificazione di corrente* (rapporto fra le ampiezze di j_u ed j_b):

$$(8) \qquad A_{tens} = \frac{E_u}{E_i} = \frac{\beta/(R_i + r_b)}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_u}} \quad (^{23});$$

$$(9) \qquad A_{corr} = \frac{J_u}{J_b} = \frac{\beta}{1 + R_u/R_p}.$$

Particolarmente interessante per le applicazioni successive è l'amplificazione di corrente: notiamo che *il massimo di* A_{corr} *è* β, limite a cui tende l'espressione (9) al tendere a zero del rapporto R_u/R_p.

Come per gli amplificatori a tubi, il metodo ora visto è spesso sfruttato per applicare il segnale d'uscita di un amplificatore all'entrata di un altro, onde amplificarlo ulteriormente; il sistema, detto *collegamento a capacità e resistenza*, è indicato nella figura 29 ed ha uso vastissimo in tutta la tecnica elettronica (24). Lo studio del collegamento può compiersi con le formule sopra ricavate tenendo conto che, nel caso attuale, la resistenza R_u non è che il parallelo di R_b' e della resistenza differenziale di base r_b del secondo transistore; in pratica R_b' è usualmente così grande che il suo effetto è trascurabile: R_u viene allora a coincidere con R_b' e la corrente j_u, ricavata nella formula (7) viene ad essere la corrente alternativa di base del secondo transistore. Ma lo studio di ciò sarà ripreso nel capitolo seguente (nn. 5-7).

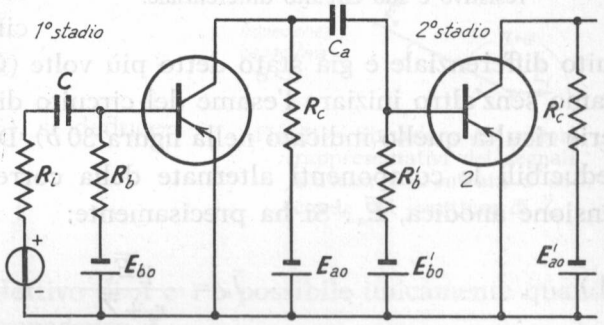


Fig. 29 — Collegamento a capacità fra due *stadi* di amplificazione a resistenza attuati con transistori.

---

(23) - Tale formula si riduce alla (6) se R_u è infinitamente grande.

(24) - Esso sarà studiato diffusamente nel capitolo seguente.

10. — Amplificatori con carico non resistivo. Amplificazione complessa.

Con gli stessi metodi usati negli esempi precedenti può eseguirsi il calcolo degli amplificatori il cui carico non è resistivo, ma è invece costituito da un generico bipolo lineare di data impedenza; in questo caso, però, si impone l'uso della notazione complessa, dovendosi considerare non soltanto relazioni fra le ampiezze dei segnali, ma anche fra le loro fasi.

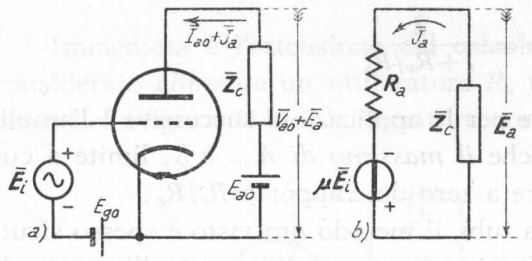


Fig. 30 — Amplificatore con carico non resistivo e suo circuito differenziale.

Il circuito è quello fondamentale dell'amplificatore (n. 1, fig. 1) ed è ripetuto nella figura 30 *a*) nell'ipotesi di impiego di un triodo: sulla sua scomposizione nel circuito di riposo e nel circuito differenziale è già stato detto più volte (Cap. V e IX), per cui possiamo senz'altro iniziare l'esame del circuito differenziale, il cui schema serie risulta quello indicato nella figura 30 *b*). Da esso sono direttamente deducibili le componenti alternate della corrente anodica, $\bar{J}_a$, e della tensione anodica, $\bar{E}_a$. Si ha precisamente:

$$(1) \qquad \bar{J}_a = \frac{\mu \bar{E}_i}{r_a + \bar{Z}_c}$$

$$(2) \qquad \bar{E}_a = -\bar{Z}_c \bar{J}_a = \frac{-\mu \bar{Z}_c \bar{E}_i}{r_a + \bar{Z}_c} .$$

Negli amplificatori con carico non resistivo si considera la cosidetta *amplificazione complessa* $\bar{A}$, che è il rapporto fra le espressioni simboliche dei segnali d'uscita $\bar{E}_a$ e d'ingresso $\bar{E}_i$, $\bar{A} = \bar{E}_a / \bar{E}_i$ ([25]). L'amplificazione complessa, la cui espressione generica è $\bar{A} = A\, e^{j\alpha}$, col suo modulo $A = E_a / E_i$ esprime il rapporto di amplificazione, mentre col suo argomento fornisce lo sfasamento α fra il segnale d'uscita e quello d'entrata. Se l'impe-

---

([25]) - Pensando l'amplificatore come un quadripolo di cui $\bar{E}_i$ ed $\bar{E}_a$ sono i segnali d'entrata e d'uscita, l'amplificazione complessa coincide col numero complesso che abbiamo chiamato *funzione di trasferimento* del quadripolo (Cap. III, n. 1).

denza $\overline{Z}_c$ è puramente resistiva, il segnale è, come sappiamo, in opposizione di fase con quello di entrata e perciò risulta $\alpha=\pi$; *lo sfasamento* α *è invece maggiore o minore di* π *se l'impedenza ha carattere induttivo o capacitivo.* Si conviene allora di porre $\alpha=\pi+\theta$ e scrivere:

$$(3) \qquad \overline{A}=A\,e^{j(\pi+\theta)}=-A\,e^{j\theta},$$

essendo θ un angolo maggiore, uguale o minore di zero a seconda che l'impedenza ha carattere induttivo, resistivo o capacitivo. La situazione dei vettori rappresentativi dei segnali d'uscita e d'entrata nei tre casi è indicata nella figura 31.

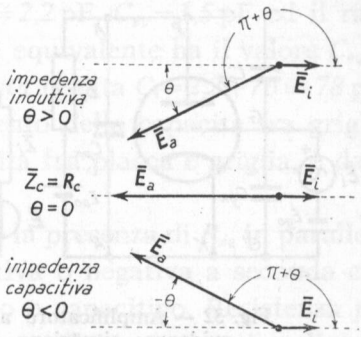


Fig. 31 — Situazione dei vettori rappresentativi dei segnali d'uscita e d'entrata a seconda del carattere di $\overline{Z}_c$.

Nel caso dell'amplificatore della figura 30, dalla formula (2) si ottiene:

$$(4) \qquad \overline{A}=\frac{\overline{E}_a}{\overline{E}_i}=\frac{-\mu\overline{Z}_c}{R_a+\overline{Z}_c},$$

da cui, per la formula (3), si deduce:

$$(5) \qquad A\,e^{j\theta}=\frac{-\mu\overline{Z}_c}{R_a+\overline{Z}_c};$$

naturalmente il calcolo effettivo di A e θ è possibile unicamente quando è nota l'espressione dell'impedenza $\overline{Z}_c$.

Le medesime considerazioni svolte per l'amplificatore a triodo valgono anche nel caso in cui sia usato un pentodo od un transistore: in quest'ultimo caso si giungerà generalmente ad un' *amplificazione complessa di tensione* $\overline{A}_{tens}$ e ad un' *amplificazione complessa di corrente* $\overline{A}_{corr}$, che forniranno coi loro moduli i rispettivi rapporti di amplificazione e coi loro argomenti le relazioni di fase fra le correnti e le tensioni di collettore e di base.

11. — Effetto delle capacità parassite dei tubi.

Il comportamento degli amplificatori a tubi tratteggiato nei paragrafi precedenti si riferisce al caso di segnali con frequenza così bassa che l'effetto delle capacità parassite possa considerarsi trascurabile. Quando

la frequenza è sufficientemente alta, la semplificazione non è più possibile ed occorre eseguire i calcoli nelle condizioni effettive.

Consideriamo l'amplificatore esaminato nel paragrafo precedente (figura 32 *a*) con le capacità parassite in evidenza (Cap. V, n. 11, fig. 43). La presenza della capacità C_{pk}, che risulta in parallelo a $\overline{Z}_c$ ([26]), non fa che modificare il valore dell'impedenza di carico dell'amplificatore, spesso con conseguenze molto modeste; la presenza delle capacità C_{gk} e C_{pg} ha, invece, effetto più rilevante. Essa fa sì che il generatore del segnale $\overline{E}_i$,

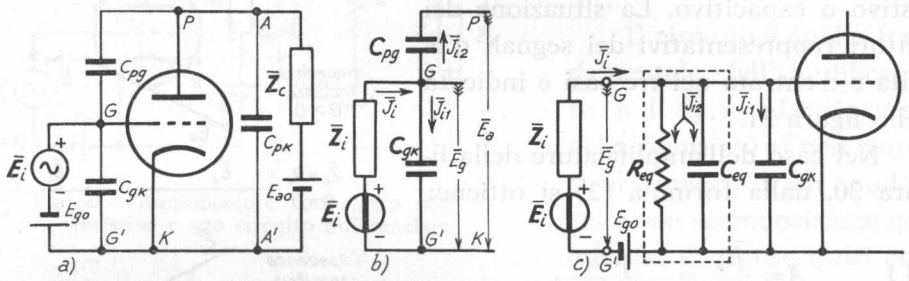


Fig. 32 — Amplificatore a triodo con capacità interelettrodiche in evidenza: situazione delle correnti e delle tensioni di entrata. Circuito equivalente di griglia.

posto nel circuito di griglia, eroghi una corrente $\overline{J}_i$ che si suddivide fra le due capacità; poichè il generatore ha un'impedenza interna $\overline{Z}_i$ non nulla (fig. 32 *b*), la tensione applicata alla griglia, $\overline{E}_g$, risulta diversa dalla f. e. m. $\overline{E}_i$ del generatore, venendo ad avere il valore $\overline{E}_g = \overline{E}_i - \overline{Z}_i \overline{J}_i$.

Il calcolo della corrente $\overline{J}_i$ (che conduce alla determinazione di $\overline{E}_g$ e quindi del segnale d'uscita) può farsi col metodo del circuito differenziale e noi lo svolgeremo in appendice al paragrafo. Il risultato a cui si giunge è molto espressivo: si trova che, agli effetti della sopradetta corrente (e quindi di $\overline{E}_g$ e del comportamento dell'amplificatore) l'esistenza della capacità C_{pg} fra placca e griglia è del tutto equivalente alla esistenza fra griglia e catodo di una capacità C_{eq} ed una resistenza R_{eq} (*resistenza equivalente d'entrata*), disposte nel modo indicato nella figura 32 *c*). I valori di C_{eq} ed R_{eq} dipendono dall'amplificazione del complesso e dalla natura dell'impedenza $\overline{Z}_c$: se questa è prevalentemente

([26]) - Si suppone, come al solito, che l'alimentatore E_{ao} abbia impedenza interna trascurabile.

resistiva — come normalmente si cerca che avvenga — la *resistenza d'entrata* R_{eq} risulta praticamente infinita, per cui il suo effetto in parallelo alla capacità C_{eq} può del tutto trascurarsi. In pari condizioni la capacità fra griglia e catodo (*capacità d'ingresso*), $C_i = C_{gk} + C_{eq}$, ha il valore:

$$(1) \qquad C_i = C_{gk} + C_{pg}(A+1) \ ,$$

dove A è il rapporto di amplificazione. Come si vede, se A è grande, la capacità fra griglia e catodo risulta fortemente aumentata al valore C_{gk}; ad esempio, se in un triodo (*12AT7*) è $C_{gk} = 2{,}2$ pF, $C_{pg} = 1{,}5$ pF ed il rapporto di amplificazione è $A = 50$, la capacità equivalente ha il valore $C_{eq} = 51 \cdot 1{,}5 \cong 76$ pF e la totale *capacità d'entrata* risulta $C_i = 2{,}2 + 76 \cong 78$ pF.

A questo fenomeno di apparente aumento della capacità fra griglia e catodo, causato dall'esistenza della capacità fra placca e griglia, è dato il nome di *effetto Miller*.

Se l'impedenza di carico non è resistiva, la presenza di R_{eq} in parallelo a C_{eq} non può trascurarsi: R_{eq} risulta positiva o negativa a seconda che l'impedenza di carico ha carattere induttivo o capacitivo. Resistenza *positiva* o *negativa* significa (in relazione al significato energetico di resistenza visto nel Cap. II, n. 5) che nel circuito di griglia, a causa del collegamento col circuito di placca tramite C_{pg}, si ha *dissipazione o apporto di energia*: nel primo caso è energia che dal circuito di griglia passa nel circuito anodico, mentre nel secondo è energia che dal circuito anodico si riversa nel circuito di griglia. Particolarmente grave è quest'ultima possibilità perchè può dar luogo a dannosi fenomeni di instabilità: per il momento, peraltro, possiamo prescindere da tale eventualità, che si presenta particolarmente negli amplificatori per alta frequenza, il cui studio sarà svolto nel secondo volume.

Se l'amplificatore, invece che con un triodo, è attuato con un pentodo (o con un tubo a fascio), la capacità placca-griglia ha valori estremamente esigui, grazie alla presenza dello schermo fra i due elettrodi, per cui *l'effetto Miller e la presenza di* R_{eq} *sono generalmente trascurabili.*

Per gli amplificatori attuati con transistori la situazione delineata per i tubi si complica a causa di effetti di ritardo che si verificano nel meccanismo di regolazione della corrente di collettore da parte della corrente di base: ne daremo un cenno nel paragrafo seguente.

APPENDICE: DETERMINAZIONE ANALITICA DEI VALORI DI C_{eq} ED R_{eq}. Tenendo conto delle capacità interelettriche e dell'impedenza interna del generatore del segnale d'ingresso, il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore della figura 32 risulta quello indicato nella figura 33 *a*) (Cap. V, n. 10, fig. 44 *b*). La corrente $\overline{J}_i$ che il generatore del segnale $\overline{E}_i$ eroga è la somma della corrente che circola in C_{gk}, $\overline{J}_1 = j\omega C_{gk}\overline{E}_g$, e della corrente $\overline{J}_{i2}$ che circola in C_{pg}; poichè ai capi di C_{pg} vi è una differenza di potenziale $\overline{E}_g - \overline{E}_a$, risulta $\overline{J}_{i2} = j\omega C_{pg}(\overline{E}_g - \overline{E}_a)$. Detta $\overline{A}$ l'amplificazione complessa — pari al rapporto fra le tensioni $\overline{E}_a$ ed $\overline{E}_g$ (n. 10) — risulta $\overline{E}_a = \overline{A}\,\overline{E}_g$ e pertanto l'espressione di $\overline{J}_{i2}$ risulta:

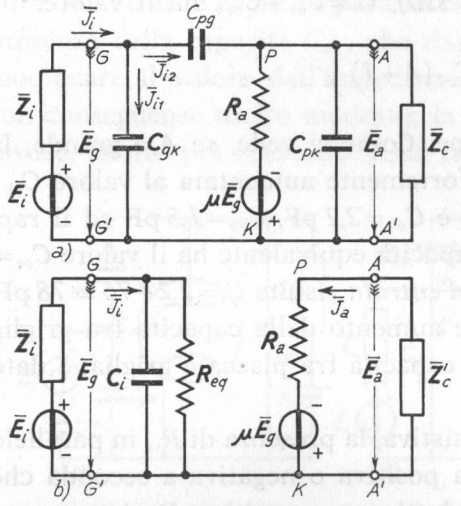


Fig. 33 — Circuiti differenziali equivalenti, completo e ridotto, dell'amplificatore di figura 32.

$$(2) \qquad \overline{J}_{i2} = j\omega C_{pg}(\overline{E}_g - \overline{E}_a) = j\omega C_{pg}\overline{E}_g(1 - \overline{A}) \ .$$

Complessivamente, dunque, il generatore d'ingresso eroga la corrente:

$$(3) \qquad \overline{J}_i = \overline{J}_{i1} + \overline{J}_{i2} = j\omega\overline{E}_g\,[C_{gk} + C_{pg}(1 - \overline{A})] \ .$$

Dividendo tale espressione per $\overline{E}_g$ si ottiene l'espressione dell'ammettenza equivalente, $\overline{Y}_i$, che risulta collegata al generatore d'ingresso fra i morsetti GG'; essa si dice *ammettenza d'ingresso* del tubo e risulta:

$$(4) \qquad \overline{Y}_i = \frac{\overline{J}_i}{\overline{E}_g} = j\omega\,[C_{gk} + C_{pg}(1 - \overline{A})] \ .$$

Detti A ed $\alpha = \pi + \theta$ (n. 10) il modulo e l'argomento di $\overline{A}$, è utile scrivere tale numero complesso nella forma (Cap. II, n. 2, nota 6):

$$(5) \qquad \overline{A} = A[\cos(\pi + \theta) + j\,\mathrm{sen}(\pi + \theta)] = -A(\cos\theta + j\,\mathrm{sen}\,\theta) \ ;$$

sostituendo tale espressione nella (4) si ottiene:

$$(6) \qquad Y_i = -\omega C_{pg} A\,\mathrm{sen}\,\theta + j\omega\,[C_{gk} + C_{pg}(1 + A\cos\theta)] \ .$$

Se ne deduce che ai morsetti GG' è presente una conduttanza G_i $(=1/R_{eq})$ ed una capacità C_i avente le espressioni:

$$(7) \qquad G_i = -\omega C_{pg} A \operatorname{sen}\vartheta \quad , \quad C_i = C_{gk} + C_{pg}(1 + A\cos\vartheta) \; ;$$

il circuito equivalente d'ingresso dell'amplificatore risulta pertanto quello indicato nella figura 33 *b*) e 32 *c*).

La conduttanza G_i può risultare positiva o negativa a seconda del valore di ϑ e tanto maggiore quanto più elevati sono ω ed A, e quanto più vicino a $\pi/2$ è l'angolo ϑ. Se è $\vartheta = 0$ — cioè se lo sfasamento $\alpha = \pi + \vartheta$ fra $\overline{E}_a$ ed $\overline{E}_g$ è pari a π — la conduttanza d'ingresso risulta nulla $(G_i = 0)$ e quindi la resistenza $R_{eq} = 1/G_i$ diviene infinitamente grande, mentre la capacità d'ingresso ha il valore:

$$(8) \qquad C_i = C_{gk} + C_{pg}(A+1) \; ,$$

come si era ammesso.

Per poter conoscere, in qualunque condizione, gli effettivi valori di G_i e C_i occorre ora determinare A e ϑ. Per questo osserviamo che, per quanto riguarda il circuito anodico, l'effetto del circuito a sinistra dei punti PK è sostanzialmente il medesimo della sola capacità C_{pg} che fosse collegata direttamente ai morsetti PK ([27]), cioè in parallelo a C_{pk} e $\overline{Z}_c$. Detto, perciò, $\overline{Z}_c'$ il parallelo delle capacità C_{pg}, C_{pk} e di $\overline{Z}_c$ il circuito differenziale anodico può semplificarsi nel modo indicato nella figura 33 *b*). In analogia con quanto si è fatto nel paragrafo precedente (n. 10, form. 4), si ottiene subito:

$$(9) \qquad \overline{A} = -A e^{j\vartheta} = -\frac{\mu \overline{Z}_c'}{r_a + \overline{Z}_c'} \; ;$$

noto il valore di $\overline{Z}_c'$ si può giungere, in tal modo, alla determinazione di A e di ϑ; manifestamente, se $\overline{Z}_c'$ è resistiva, risulta $\vartheta = 0$.

([27]) - Si osservi infatti che la corrente in C_{pg} ha il valore (form. 2) $\overline{J}_{i2} = j\omega C_p (\overline{E}_g - \overline{E}_a)$ che, essendo $\overline{E}_g = \overline{E}_a/\overline{A}$, può scriversi (per il piccolo valore di $1/\overline{A}$):

$$\overline{J}_{i2} = j\omega C_{pg} \overline{E}_a \left(\frac{1}{\overline{A}} - 1\right) \cong -j\omega C_{pg} \overline{E}_a \, .$$

Essa è quindi diretta in senso contrario alla freccia indicata nella figura 33 *a*) ed è quella medesima che si avrebbe nella capacità C_{pg} connessa ai punti PK fra i quali vi è la tensione $\overline{E}_a$.

12. — Effetti di ritardo e retroazione nei transistori. Frequenza di taglio.

Nei tubi elettronici, poichè gli elettroni si muovono nel vuoto e transitano con velocità enorme dal catodo alla placca, non è normalmente percettibile alcun ritardo interno fra le variazioni della tensione di griglia e le conseguenti variazioni della corrente anodica ([28]). Nei transistori, invece, il meccanismo con cui i portatori di cariche (*elettroni* o *lacune*) transitano dall'emettitore al collettore, sotto il comando della corrente di base, implica dei ritardi non sempre trascurabili: se la frequenza dei segnali è abbastanza alta, essi danno luogo a modificazioni del compor-

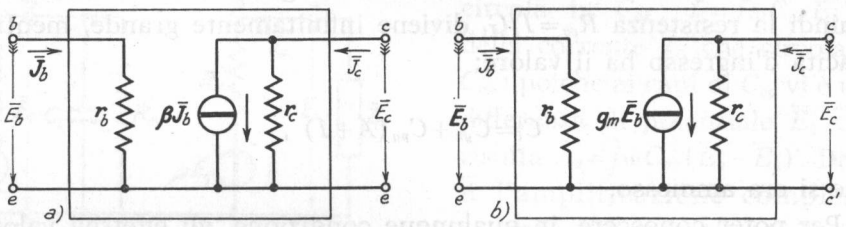


Fig. 34 — Quadripoli differenziali equivalenti dei transistori, introdotti nel Cap. IX (n. 10, figg. 33-34).

tamento dei transistori già delineato ed impongono anche modificazioni degli schemi dei quadripoli differenziali equivalenti dei transistori finora considerati (Cap. IX, n. 10, figg. 33-34), indicati nella figura 34 ([29]).

Per rendersi conto della natura dei sopradetti ritardi è opportuno riesaminare il meccanismo con cui si effettua la regolazione di corrente nel transistore: nell'ipotesi che questo sia di tipo *p-n-p*, se la base è negativa di fronte all'emettitore un certo numero di *lacune* dell'emettitore penetra nella base e, diffondendosi attraverso ad essa, entra nel collettore, polarizzato negativamente di fronte all'emettitore ed alla base. Una piccola parte delle *lacune* in transito si neutralizza con altrettanti elettroni della base ed a ciò corrisponde una diminuzione di cariche negative della base stessa. Se tali cariche non venissero reintegrate dall'esterno, il potenziale della base aumenterebbe di fronte a quello del-

([28]) - Il ritardo diviene, peraltro, apprezzabile quando si opera con segnali di frequenza altissima, come avviene nel campo delle *microonde* (Vol. II, Cap. XVII-XVIII).

([29]) - In vista di successivi calcoli si è usata per i segnali, la notazione simbolica, a differenza di quanto si era fatto negli schemi delle figure IX, 33-34.

l'emettitore e finirebbe per impedire l'ulteriore entrata delle *lacune* e la conseguente loro diffusione verso il collettore; sappiamo che è la corrente I_b a restituire alla base le cariche negative (precedentemente neutralizzate) e dalla sua entità dipende il valore del potenziale assunto dalla base nei riguardi dell'emettitore e conseguentemente il valore della corrente di collettore I_c.

Ad ogni variazione della corrente di base corrisponde un processo di assestamento delle condizioni di equilibrio elettrico interno del transistore, con conseguente variazione della tensione base-emettitore e quindi della corrente di collettore. Orbene, il processo di neutralizzazione e diffusione di cariche entro la base *ha carattere graduale e non istantaneo; per cui la variazione della tensione base-emettitore non è immediata, ma segue con un certo ritardo la variazione della corrente* I_b.

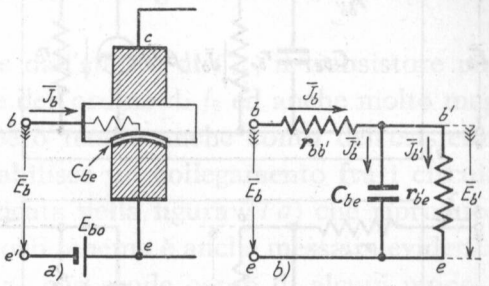


Fig. 35 — Una capacità *a cavallo* della giunzione produce effetto di ritardo paragonabile a quello insito nel processo di neutralizzazione e diffusione di cariche nella base. Lo schema *b*) è il circuito differenziale che ne deriva.

Indipendentemente dalle cause fisiche che danno luogo al ritardo, esso è del tutto paragonabile (almeno in maniera approssimata) a quello che sarebbe prodotto da una capacità disposta *a cavallo* della giunzione, come è grossolanamente indicato nella figura 35 *a*). Ciò conduce a considerare per il circuito differenziale di base lo schema *b*) della stessa figura, al posto della semplice resistenza r_b che compariva negli schemi della figura 34; nello schema, C_{be} è la sopradetta capacità equivalente, $r_{b'e}$ è la resistenza differenziale equivalente della giunzione vera e propria, mentre $r_{bb'}$ rappresenta la resistenza, interposta fra l'elettrodo di base b e la giunzione b', dovuta alla resistività stessa del semiconduttore che costituisce la base ([30]); la somma delle due resistenze $r_{bb'}$,

([30]) - Anche il semiconduttore che costituisce l'emettitore dà luogo ad una simile resistenza; ma la resistività del semiconduttore dell'emettitore (essendo fortemente *drogato*) è minima rispetto a quella del semiconduttore di base, per cui la relativa resistenza è trascurabile.

$r_{b'e}$ eguaglia la resistenza r_b finora considerata, $r_b = r_{b'b} + r_{b'e}$.

Nel nuovo schema la corrente di base $\overline{J}_b$ si divide in due correnti, $\overline{J}_b'$ e $\overline{J}_{b'}$, di cui solo la seconda interviene nel comandare la corrente di collettore; pertanto, nel generatore equivalente che compare nel quadripolo differenziale *a*) della figura 34, la corrente da considerarsi sarà $\beta\overline{J}_{b'}$ e non $\beta\overline{J}_b$. Analogamente, nel generatore equivalente che compare nello schema *b*) della stessa figura, la corrente da considerarsi sarà non $g_m\overline{E}_b$, ma $g_m\overline{E}_{b'}$; infatti $\overline{E}_{b'}$, e non $\overline{E}_b$, è l'effettiva tensione presente ai capi di $r_{b'e}$, cioè ai capi della giunzione base-emettitore. Con tali premesse, per tener conto dei ritardi interni, gli schemi dei quadripoli differenziali equivalenti del transistore della figura 34 dovranno essere completati nel modo indicato nella figura 36.

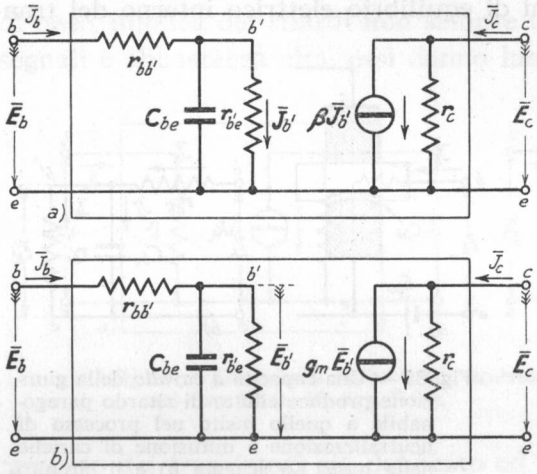


Fig. 36 — Quadripoli differenziali equivalenti del transistore che rendono conto dei ritardi interni. Esempio tipico (*OC45*): $r_{bb'} = 75\ \Omega$, $r_{b'e} = 1{,}3\ \text{k}\Omega$, $C_{be} = 1000\ \text{pF}$, $\beta = 50$, $g_m = 39\ \text{mA/V}$, $r_c = 67\ \text{k}\Omega$.

A frequenze relativamente basse il tener conto della capacità C_{be} comporta un'inutile complicazione, ma al crescere della frequenza non è più possibile prescindere da essa. Per giudicare rapidamente se l'effetto di C_{be} sia trascurabile o meno, si prende in considerazione la particolare frequenza f_β in corrispondenza alla quale la reattanza di C_{be} è uguale alla resistenza $r_{b'e}$ a cui è in parallelo:

$$(1) \qquad \frac{1}{2\pi f_\beta C_{be}} = r_{b'e} \ ;$$

manifestamente *solo se i segnali hanno frequenze assai minori di* f_β *la presenza di* C_{be} *potrà trascurarsi.* Dalla (1) si ricava:

$$(2) \qquad f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{be}} \ ;$$

il valore di f_β, che si chiama *frequenza di taglio* del transistore (per

convenzione e non per un particolare significato fisico), è indicato nei cataloghi o può essere dedotto dai valori di $r_{b'e}$ e C_{be} in essi eventualmente contenuti ([31]). Nel transistore (*OC45*) a cui si riferiscono i dati contenuti nella didascalia della figura 36 risulta $f_\beta = 1/(2\pi r_{b'e} C_{be}) \cong 120$ kHz: a questa frequenza la reattanza di C_{be} è uguale ad $r_{b'e}$ e quindi l'effetto non è certo trascurabile. Ma ad una frequenza dieci volte inferiore (come nella gamma delle frequenze acustiche) la reattanza diviene dieci volte superiore ed in prima approssimazione può trascurarsi di fronte ad $r_{b'e}$: è in queste condizioni che gli schemi della figura 34 sono pienamente utilizzabili.

Pur non potendosi prescindere dall'effetto di C_{be}, il transistore può benissimo essere usato a frequenze dell'ordine di f_β ed anche molto maggiori: in tali condizioni occorre però tenere anche conto dell'esistenza di una piccola capacità C_{cb} che stabilisce un collegamento fra i circuiti di collettore e di base. Essa è indicata nella figura 37 *a*) che riproduce, lo schema *b*) della figura 36; nel nuovo schema è anche messa in evidenza, in parallelo a C_{cb}, una resistenza r_{cb} che rende conto di alcuni modesti effetti di interazione che si verificano nell'interno del transistore fra il collettore e la base ([32]).

Nel comportamento del transistore alle frequenze elevate l'effetto della resistenza r_{cb} è normalmente irrilevante di fronte a quello della capacità C_{cb}: questo, come si è detto, consiste in un collegamento fra i circuiti di base e di collettore, il quale, non solo produce modificazioni dei rispettivi elementi componenti ([33]), ma trasferisce nel circuito d'ingresso una parte del segnale d'uscita, producendo effetti che possono essere anche assai imponenti. Applicando i normali metodi di studio dei

---

([31]) - Spesso la frequenza di taglio f_β viene indicata col simbolo $f_{\alpha e}$. Qualche volta al suo posto si considera un valore β volte maggiore (o, più propriamente, $\beta+1$ volte maggiore) che si indica con f_α (oppure *con* $f_{\alpha b}$); nel transistore considerato nella figura 37 risulta $f_\alpha = (\beta+1) f_\beta \cong 6$ MHz. È possibile verificare che f_α è in sostanza la frequenza in corrispondenza alla quale la suscettanza di C_{be} è uguale a g_m, cioè si ha $2\pi f_\alpha C_{be} = g_m$.

([32]) - L'interazione deriva dal fatto che la corrente di base dipende, oltre che dalla tensione di base, anche dalla tensione di collettore (Cap. IX, nn. 3-6); ma la dipendenza dalla tensione di collettore è scarsamente sentita, come è dimostrato dal fatto che le caratteristiche di base, corrispondono a valori diversi della tensione di collettore, coincidono praticamente fra loro (Cap. IX, n. 6, fig. 18).

([33]) - Si pensi, ad esempio, che attraverso C_{cb} viene riportata, in parallelo ad r_e, l'impedenza costituita dal parallelo di C_{be} ed $r_{b'e}$ che ha normalmente valori assai bassi.

circuiti, il complicato schema *a*) della figura 37 può essere trasformato in quello *b*), che ha una struttura più semplice ed un uso più comodo (*schema di Giacoletto*). Il trasferimento del segnale dal circuito di collettore a quello di base ha qui il corrispettivo nella presenza nel circuito di base di un generatore la cui corrente di cortocircuito $\overline{I}_r$ è legata alla tensione $\overline{E}_c$ dalla relazione:

$$\overline{I}_r = \overline{y}_r \overline{E}_c = y_r e^{j\theta_r} \overline{E}_c \quad ; \tag{3}$$

l'ammettenza $\overline{y}_r$ (*ammettenza di reazione*) col suo modulo y_r consente di ricavare l'ampiezza $I_r = y_r E_c$ della corrente, mentre col suo argomento θ_r fornisce lo sfasamento di $\overline{I}_r$ rispetto ad $\overline{E}_c$.

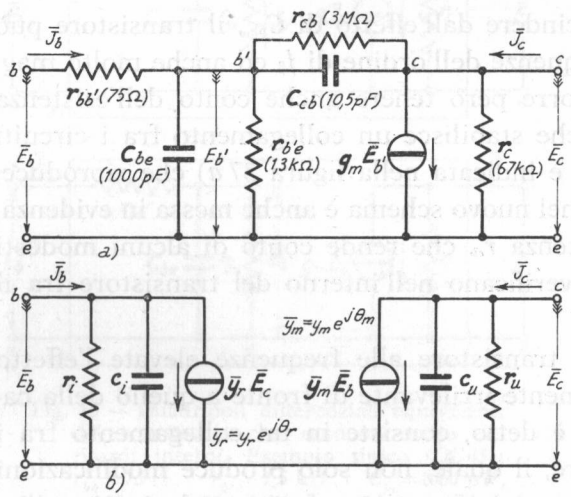


Fig. 37 — Schemi completi del quadripolo differenziale equivalente dei transistori che tengono conto dell'interazione fra collettore e base. I dati numerici si riferiscono al transistore Philips *OC45*.

Notiamo che nel nuovo circuito (fig. 37*b*) la corrente del generatore differenziale posto nel circuito di collettore — legata, nel circuito *a*), alla tensione $\overline{E}_{b'}$ — è ora riferita all'effettivo segnale $\overline{E}_b$ applicato fra base ed emettitore; ma, al posto della conduttanza mutua g_m, si ha ora un'*ammettenza mutua* $\overline{y}_m = y_m e^{j\theta_m}$, il che comporta uno sfasamento θ_m fra la corrente del generatore ed il segnale $\overline{E}_b$ stesso. I valori dei parametri differenziali y_m, θ_m, y_r, θ_r, oltre che quelli di r_i, c_i, r_u, c_u, dipendono generalmente dalla frequenza; essi sono deducibili con formule matematiche (riportate in appendice) dagli elementi del circuito *a*), ma più comunemente sono ricavati sperimentalmente e sono forniti dai cataloghi in corrispondenza alle frequenze di più comune impiego ([34]). A titolo di esempio, per il

([34]) - Piuttosto che r_i ed r_u vengono di solito indicate le conduttanze $g_i = 1/r_i$ e $g_u = 1/r_u$.

transistore a cui si riferiscono i dati della figura 37 *a*), operante alla frequenza di *450* kHz, risulta $y_m = 37$ mA/V (appena inferiore a $g_m = 39$ mA/V), $\theta_m = -12°$, $y_r = 2{,}8\,\mu$A/V, $\theta_r = -78°$, $r_i = 830\,\Omega$, $c_i = 850$ pF, $r_u = 64$ kΩ, $c_u = 38$ pF.

Per l'impiego a frequenze alte i costruttori di transistori sono riusciti ad ottenere dei tipi in cui la capacità C_{bc} ed il collegamento fra il circuito di collettore e quello di base sono ridotti a valori molto bassi: ne risultano delle caratteristiche assai pregevoli per l'attuazione degli amplificatori per alte frequenze che studieremo nel Vol. II. A titolo di esempio, nel caso del transistore Philips *AF116*, operante alla medesima frequenza di *450* kHz dianzi considerata, lo schema *b*) della figura 37 risulta quotato coi seguenti valori: $r_i = 4000\,\Omega$, $c_i = 70$ pF, $y_r = 4\,\mu$A/V, $\theta_r = -90°$, $y_m = 37$ mA/V, $\theta_m = 0$, $r_u = 1$ MΩ, $c_u = 4$ pF.

APPENDICE: RELAZIONI INTERCORRENTI FRA I PARAMETRI DEI CIRCUITI DELLA FIGURA 37. Applicando le normali regole di studio delle reti circuitali, si può sempre passare dallo schema *a*) allo schema *b*) della figura 37 ([35]). Chiamata $\bar{y}_i$ l'ammettenza di r_i e c_i in parallello ed $\bar{y}_u$ l'ammettenza del parallelo di c_u ed r_u si ottengono le seguenti espressioni ([36]):

$$(4) \qquad \bar{y}_i = \frac{1 + j\,x}{r_b\,(1 + j\,\alpha x)} \quad , \quad \bar{y}_u = \frac{x\,C_{cb}}{r_b\,C_{be}} \, \frac{-\alpha x + j\,(1 + g_m\,r_{bb'})}{1 + j\,\alpha x}$$

$$(5) \qquad \bar{y}_r = \frac{j\,x\,C_{cb}}{r_b\,C_{be}\,(1 + j\,\alpha x)} \quad , \quad \bar{y}_m = \frac{g_m\,r_{b'e}}{r_b\,(1 + j\,\alpha x)} \, ,$$

dove si sono fatte le seguenti posizioni:

$$(6) \qquad r_b = r_{bb'} + r_{b'e} \quad , \quad \alpha = \frac{r_{bb'}}{r_b} \quad , \quad x = \frac{f}{f_\beta} = 2\pi f\,r_{b'e}\,C_{be} \, .$$

([35]) - Si veda in proposito il testo: V. BANFI - *Elettronica del transistore*, Cap. IX (Ed. Tirrenia, Torino, 1964). Da esso sono dedotte le formule che seguono considerando approssimativamente uguale ad $r_{bb'}$ il parallelo di questa resistenza con $r_{b'e}$.

([36]) - Le quattro ammettenze complesse $\bar{y}_i$, $\bar{y}_u$, $\bar{y}_r$, $\bar{y}_m$ non sono che la generalizzazione e l'estensione alle alte frequenze dei parametri y_{11}, y_{22}, y_{12}, y_{21} introdotti nel Cap. IX, n. 11, form. 28; lo schema *b*) della figura 37 è, esso stesso, l'estensione alle alte frequenze del circuito differenziale di tipo *y* allora introdotto (Cap. IX, n. 11, fig. 37).

Ricavando il modulo e l'argomento di $\overline{y}_r$ ed $\overline{y}_m$ si ha:

$$(7) \qquad y_r = \frac{2\pi f C_{cb} r_{b'e}}{r_b \sqrt{1+\alpha^2 x^2}} \quad , \quad tang\,\theta_r = -1/(2\pi f C_{be} r_{bb'}) \ ,$$

$$(8) \qquad y_m = \frac{g_m r_{b'e}}{r_b \sqrt{1+\alpha^2 x^2}} \quad , \quad tang\,\theta_m = -2\pi f C_{be} r_{bb'} \ .$$

Separando le parti reali e le parti immaginarie di $\overline{y}_i$ ed $\overline{y}_u$ ed indicandole rispettivamente con $1/r_i$, $1/r_u$ e $j\omega c_i$, $j\omega c_u$, si ottiene con le normali regole di calcolo dei numeri complessi:

$$(9) \qquad r_i = \frac{r_b (1+\alpha^2 x^2)}{1+\alpha x^2} \quad , \quad c_i = \frac{(1-\alpha) C_{be}}{1+\alpha^2 x^2} \ ,$$

$$(10) \qquad r_u = \frac{C_{be} (1+\alpha^2 x^2)}{C_{cb}\, \alpha^2 x^2 g_m} \quad , \quad c_u = C_{cb} \left(1 + \frac{r_{bb'} g_m}{1+\alpha^2 x^2}\right) .$$

13. — Esame pratico degli elementi dei circuiti adoperati per l'amplificazione: amplificatori a tubi.

In questo paragrafo faremo un breve esame delle parti costituenti i circuiti degli amplificatori a tubi, basandoci sugli schemi generali di principio riportati nella figura 38. Compaiono in tali schemi due particolarità, altre volte non messe in evidenza: una batteria E_f per l'*accensione* dei filamenti e la *massa*.

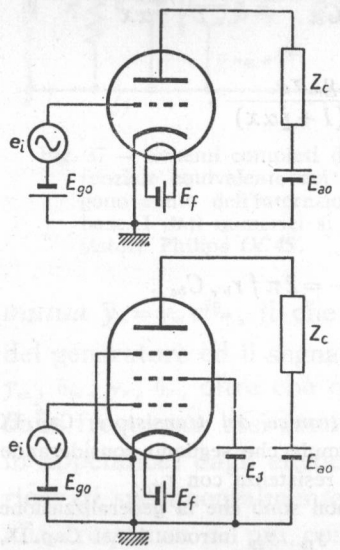


Fig. 38 — Schemi di principio di un amplificatore a triodo ed a pentodo.

La *batteria di accensione* ha valore puramente indicativo perchè attualmente l'accensione è effettuata in corrente alternata, mediante un trasformatore abbassatore collegato alla rete. Circa la *massa*, abbiamo già detto nel Cap. IV, n. 7, che negli apparati elettronici, generalmente, i vari circuiti componenti sono elettricamente connessi in un loro punto al pannello metallico che li sopporta e contiene. Negli schemi della figura 38 sono collegati a massa il catodo del tubo, il polo positivo della batteria E_{go}

ed i poli negativi delle batterie E_s ed E_{ao}: così il catodo ha *potenziale* zero ([37]), la griglia ha *potenziale* negativo, mentre lo schermo e la placca hanno *potenziale* positivo.

Negli schemi della figura 38 il generatore e_i costituisce un'indicazione generica della sorgente del *segnale d'ingresso*: esso può indicare o direttamente l'organo che produce il segnale (antenna, microfono, ecc.), o un altro amplificatore che precede quello in oggetto.

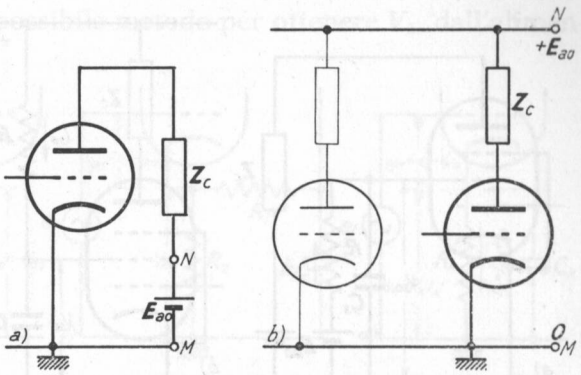


Fig. 39 — Fra i punti N ed M non esiste alcuna differenza di potenziale alternativa, per cui per le componenti alternative N è al potenziale di massa.

Il bipolo Z_c che compare negli schemi (*impedenza di carico*) può essere costituito da una resistenza (n. 2, figura 3), da due resistenze collegate fra loro mediante un condensatore (n. 4, fig. 10), da un trasformatore (n. 1, fig. 2) o da altre disposizioni circuitali che incontreremo nel seguito del nostro studio.

La sorgente della *tensione di alimentazione anodica* E_{ao}, indicata negli schemi col simbolo di una batteria, può essere effettivamente costituita con pile od accumulatori, ma più spesso è un *alimentatore* (*alimentatore anodico*), di cui un semplice schema è stato visto nel Cap. V, n. 6 (fig. 12 *b*) e formerà oggetto di studio più approfondito nel Cap. XIV. In ogni caso l'impedenza interna del generatore E_{ao} è sempre così piccola che può, in pratica essere sempre trascurata ([38]); per questo motivo, nel circuito anodico (fig. 39 *a*), fra i punti N ed M non esiste alcuna differenza di potenziale alternativa ed il punto N, per le componenti alternative, deve essere sempre considerato al potenziale di massa. Ciò non deve essere dimen-

---

([37]) - Si è detto nel n. 7 del Cap. IV che il potenziale di massa si assume *per convenzione* uguale a zero; esso risulta effettivamente zero nel caso (frequente nei radioapparati) in cui il pannello metallico è collegato elettricamente a terra.

([38]) - È questo il motivo per cui l'alimentatore non compare negli schemi dei circuiti differenziali esaminati nei paragrafi precedenti.

ticato anche quando — per comodità di schema e sopratutto quando lo stesso alimentatore serve vari amplificatori — il simbolo dell'alimentatore anodico viene omesso, come è fatto, ad esempio nella figura 39 *b*).

La tensione di alimentazione dello schermo nei pentodi è spesso ricavata dall'alimentatore anodico mediante una *resistenza* R_s *di caduta*, col metodo indicato nella figura 40; se la corrente di schermo ha, in condizioni di riposo, il valore I_{so}, occorre scegliere R_s in modo tale che la differenza $E_{ao} - R_s I_{so}$ eguagli la tensione che deve essere applicata allo schermo. Il condensatore C_s, che collega per le componenti alternative lo schermo a massa, provvede, colla sua azione livellatrice, a che le variazioni della corrente di schermo attorno al valore di riposo (causate dalle variazioni della tensione di griglia) non provochino corrispondenti variazioni della tensione di schermo stesso. La funzione del condensatore C_s (detto, generalmente, *condensatore di fuga*) è di importanza fondamentale perchè *la griglia schermo deve avere potenziale rigorosamente costante* onde potere effettivamente disimpegnare la sua mansione di schermo elettrostatico (Cap. VI, n. 1): naturalmente il valore di C_s deve essere commensurato alla frequenza di lavoro, affinchè la sua reattanza sia molto piccola di fronte ad R_s, così da costituire un vero e proprio cortocircuito.

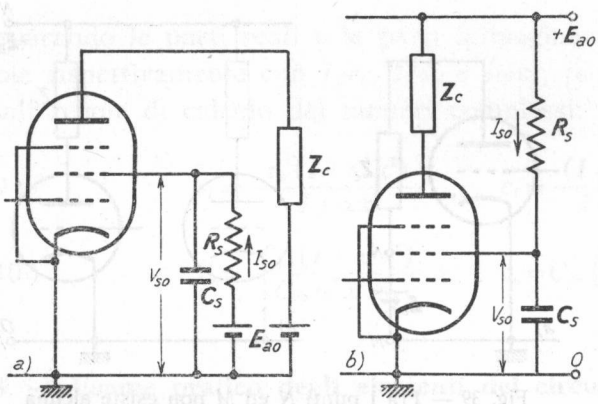


Fig. 40 — Metodo di alimentazione dello schermo mediante *resistenza di caduta* e *condensatore di fuga*.

Il generatore E_{go}, presente nel circuito di griglia (figg. 38, 41 *a*) è destinato a stabilire la tensione negativa base V_{go} (*tensione di polarizzazione*) attorno a cui avvengono le variazioni prodotte dal segnale e_i, in modo che ad ogni istante la *differenza di potenziale* fra griglia e catodo, $v_{gk} = V_{go} + e_i$, sia negativa. Si ottiene lo stesso risultato colla disposizione (del tutto schematica) indicata nella figura 41 *b*), in cui alla griglia è assegnato un *potenziale* di riposo nullo (tramite il generatore del segnale) ed al catodo *un potenziale positivo* $V_{ko} = -V_{go}$: la *differenza di potenziale*

fra griglia e catodo risulta anche in tal caso $V_{gk}=e_i-V_{ko}=e_i+V_{go}$. La nuova disposizione presenta un doppio vantaggio rispetto alla precedente (fig. 41 *a*): 1°) permette di mantenere collegato a massa uno dei morsetti del generatore del segnale e_i, cosa molto utile in pratica; 2°) consente di ricavare agevolmente il potenziale V_{ko} dall'alimentatore anodico, cosa che è piuttosto difficile, invece, per il potenziale negativo $E_{go}=V_{go}$ (fig. 41 *a*). Nella fig. 41 *c*) è indicato un possibile metodo per ottenere V_{ko} dall'alimen-

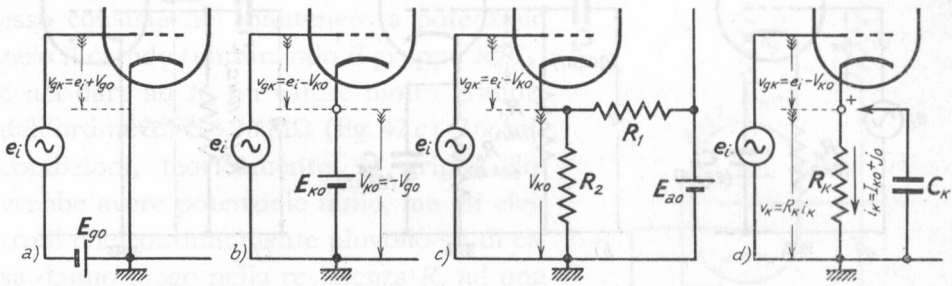


Fig. 41 — Diversi metodi per fornire la dovuta *tensione di polarizzazione* V_{go} fra griglia e catodo.

tatore anodico servendosi del partitore resistivo R_1, R_2; molto più semplice e pratico è, però, il sistema indicato nella figura 41 *d*) che ora illustreremo.

La resistenza R_k, nel circuito catodico, è attraversata da una corrente continua I_{ko} (che è la somma della corrente di riposo anodica I_{ao} e dell'eventuale corrente di schermo I_{so}), per cui ai suoi capi si ha una caduta di potenziale $R_k I_{ko}$ che, dato il verso della corrente, rende il catodo positivo di fronte a massa; basterà fare in modo che sia $R_k I_{ko}=V_{ko}=-V_{go}$ (e ciò avviene se è $R_k=-V_{go}/I_{ko}$) per ottenere la voluta differenza di potenziale negativa V_{go} fra griglia e catodo. Occorre però notare che la corrente catodica i_k è costituita non soltanto dalla corrente continua I_{ko}, ma anche dalla corrente alternata anodica j_a, provocata dal segnale e_i; la caduta di potenziale prodotta da R_k è, perciò, $v_k=R_k i_k=R_k(I_{ko}+j_a)=$ $=V_{ko}+R_k j_a$ e la differenza di potenziale fra griglia e catodo risulta $v_{gk}=e_i-V_{ko}-R_k j_a=V_{go}+(e_i-R_k j_a)$. In definitiva, il segnale applicato fra griglia e catodo non è più e_i ma è invece $e_i-R_k j_a$; per evitare questo fatto ([39]), in parallelo ad R_k viene posta una grossa capacità C_k, di reat-

([39]) - Si tratta di un fenomeno di *reazione negativa*, detto *degenerazione catodica*, che studieremo nel Cap. XIII, n. 9.

tanza così bassa alla frequenza del segnale da comportarsi come un cortocircuito. Allora la caduta di potenziale ai capi del parallelo di $R_k C_k$ provocata da j_a è praticamente nulla, mentre rimane inalterata la caduta di potenziale continua $R_k I_{ko} = V_{ko}$, per la quale C_k non esercita alcun effetto ([40]). Nella figura 42 sono indicati due esempi ([41]) di applicazione del metodo di polarizzazione ora accennato, detto sistema di *polarizzazione automatica catodica*: i valori numerici si riferiscono a due amplificatori per segnali acustici.

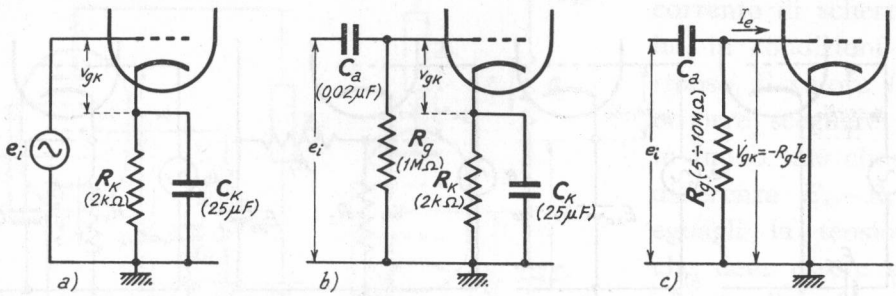


Fig. 42 — Esempi di polarizzazione catodica ($I_{ko} = 0{,}5$ mA , $V_{go} = -1$ V) e di polarizzazione fissa elettronica.

Indipendentemente dalla sua grande semplicità, la *polarizzazione automatica* offre un vantaggio rispetto alla *polarizzazione fissa* — ottenuta coi metodi *a*), *b*) e *c*) della figura 41 — in quanto conferisce agli amplificatori una notevole insensibilità alle fluttuazioni delle tensioni di alimentazione ed ai cambiamenti interni dei tubi dovuti sopratutto all'invecchiamento ([42]). Supponiamo, ad esempio, che la corrente I_{ko} *tenda a diminuire* per una delle suddette cause: automaticamente, allora, *diminuisce* il valore di $V_{ko} = R_k I_{ko}$ e quindi *aumenta* la differenza di potenziale fra griglia e catodo, $v_{gk} = e_i - V_{ko}$, e ciò tende a far riaumentare la corrente anodica, controbilanciando la primitiva tendenza a diminuire.

([40]) - Può essere interessante osservare che il complesso R_k , C_k è il circuito di cui nel Cap. II, n. 3 (fig. 9) è stato studiato il comportamento in funzione della frequenza.

([41]) - Per il secondo schema si faccia riferimento al sistema di collegamento a capacità fra due stadi di amplificazione esaminato nel n. 8 (fig. 25).

([42]) - Una spiegazione approfondita dell'effetto stabilizzante esercitato dal gruppo di polarizzazione catodica è contenuta nel Cap. XIII, n. 9.

I grandi vantaggi della polarizzazione catodica fanno sì che essa abbia un uso vastissimo. Qualche volta, però, non è conveniente che il catodo abbia potenziale diverso da zero; nè, d'altra parte, sarebbe pratico utilizzare una separata sorgente E_{go} per rendere negativa la griglia. Si usa in tal caso un metodo non molto ortodosso ([43]) — ma che gode grande favore presso i costruttori di radioricevitori ([44]) — il quale può essere indicato come *polarizzazione fissa elettronica*; facendo riferimento alla figura 42 *b*), esso consiste nel mantenere a potenziale zero il catodo (eliminando il gruppo $R_k C_k$) e nel dare ad R_g un valore molto grande, dell'ordine di $5 \div 10$ MΩ (fig. 42 *c*). In tali condizioni, teoricamente, la griglia dovrebbe avere potenziale nullo, ma gli elettroni che continuamente piovono su di essa danno luogo nella resistenza R_g ad una debole corrente media I_c, la quale provoca, ai capi dell'altissima resistenza, una caduta di tensione $R_g I_c$ che può risultare appena inferiore ad *1* V. Dato il verso della corrente, la griglia assume un potenziale negativo dell'ordine di grandezza sopradetto, che può costituire la voluta polarizzazione; naturalmente il metodo è sfruttabile solo quando l'ampiezza del segnale da amplificare è più piccola della sopradetta tensione di polarizzazione, onde la griglia non divenga mai positiva.

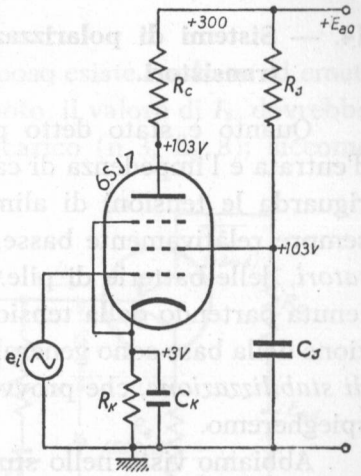


Fig. 43 — Esempio di alimentazione dei vari elettrodi in un amplificatore.

Illustriamo le considerazioni precedenti con un esempio: vogliamo dimensionare gli elementi dell'amplificatore di figura 43 nell'ipotesi che la tensione di alimentazione sia $E_{ao} = 300$ V ed il tubo un pentodo *6SJ7*, nelle seguenti condizioni di funzionamento a riposo: $V_{ao} = 100$ V, $V_{so} = 100$ V, $V_{go} = -3$ V, $I_{ao} = 2{,}9$ mA, $I_{so} = 0{,}9$ mA. Affinchè la griglia abbia una tensione di polarizzazione di -3 V occorre che il catodo abbia un potenziale $V_{ko} = R_k I_{ko} = +3$ V; poichè è $I_{ko} = I_{ao} + I_{so} = 3{,}8$ mA dovrà essere $R_k = 790\ \Omega$. Affinchè la tensione di schermo (ossia la differenza di potenziale fra schermo e catodo) sia *100* V il potenziale di schermo dovrà essere *103* V, dato che il catodo si trova al potenziale $V_{ko} = 3$ V;

([43]) - Perchè è basato su un fenomeno poco controllabile, qual'è la caduta di elettroni sulla griglia e perchè non gode della proprietà stabilizzatrice della polarizzazione catodica.

([44]) - Vol. II: Cap. VII, n. 7; Cap. X, n. 4.

la resistenza R_s dovrà perciò, al passaggio della corrente $I_{so}=0{,}9$ mA, provocare una caduta di potenziale di: $300-103=197$ V. Si ha subito $R_s=220$ kΩ; analogamente la resistenza R_c, percorsa dalla corrente $I_{ao}=2{,}9$ mA deve provocare una caduta di potenziale di 197 V e deve perciò avere il valore $R_c=68$ kΩ. Il dimensionamento dei condensatori è legato alla frequenza di lavoro; C_k deve avere reattanza trascurabile di fronte ad R_k e C_s deve avere analogamente reattanza trascurabile di fronte ad R_s.

14. — **Sistemi di polarizzazione e stabilizzazione negli amplificatori a transistori.**

Quanto è stato detto per gli amplificatori a tubi circa il segnale d'entrata e l'impedenza di carico, vale anche per i transistori. Per quanto riguarda le tensioni di alimentazione dei transistori, poichè esse sono sempre relativamente basse, si usano spesso, in alternativa agli *alimentatori*, delle batterie di pile. La *polarizzazione della base* è, di solito, ottenuta partendo dalla tensione di alimentazione: ai sistemi di polarizzazione della base sono generalmente associati altri circuiti, detti *dispositivi di stabilizzazione*, che provvedono a ridurre alcuni inconvenienti che ora spiegheremo.

Abbiamo visto nello studio generale dei transistori (Cap. X, n. 6) che gli elettroni *termici* presenti nel collettore di un transistore *p-n-p*, sotto l'azione della differenza di potenziale positiva esistente fra base e collettore, entrano nella base. Essi costituiscono una debole corrente che di per sè avrebbe scarsa importanza rispetto alla corrente principale di collettore, ma essa ha azione di controllo sulla corrente di collettore come la corrente I_b che entra nella base dall'esterno del transistore: ad ogni sua variazione corrisponde una variazione amplificata della corrente di collettore così come per le variazioni di I_b. Questo fatto ha molta importanza perchè al variare della temperatura la corrente prodotta dagli elettroni termici varia fortemente e ciò produce una variazione amplificata della corrente di collettore: si tratta di variazioni sempre molto lente, senza influenza diretta sul segnale d'uscita, ma esse provocano una scorrimento del punto di riposo che può portare il transistore ad operare in condizioni diverse da quelle prestabilite per il corretto funzionamento. In tutti i circuiti a transistori si usano perciò degli accorgimenti circuitali (dispositivi di *stabilizzazione*) intesi ad impedire che le inevitabili variazioni di temperatura provochino sensibili variazioni

delle condizioni di riposo; essi sono generalmente associati ai sistemi di polarizzazione della base per cui, per il loro studio, prenderemo le mosse dall'esame di detti sistemi.

Consideriamo il circuito della figura 44 a riposo: la corrente di base I_{bo} (corrente di polarizzazione della base) ha manifestamente l'espressione:

$$(1) \qquad I_{bo} = \frac{E_{bo} - V_{bo}}{R_b} ,$$

dove V_{bo} è la differenza di potenziale che a riposo esiste fra base ed emettitore. Poichè nella (1) il valore di V_{bo} non è noto, il valore di I_{bo} dovrebbe ricavarsi col metodo grafico della retta di carico (n. 3, fig. 8); siccome

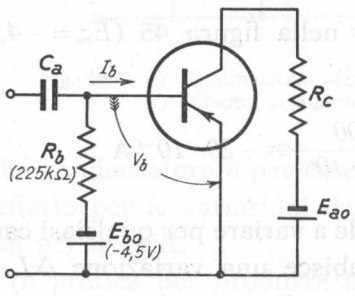


Fig. 44 — Circuito elementare di polarizzazione (transistore *p-n-p*).

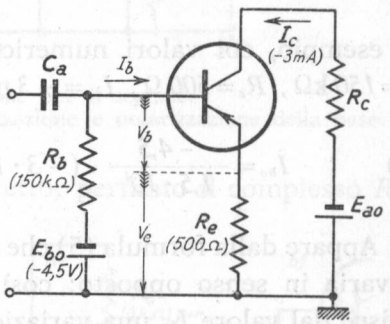


Fig. 45 — Stabilizzazione mediante resistenza in serie all'emettitore.

però V_{bo} è sempre molto piccola di fronte ad E_{bo} (V_{bo} è dell'ordine del decimo di volt, mentre E_{bo} è dell'ordine di qualche volt), il calcolo di I_{bo} può farsi mediante la (1) semplicemente trascurando V_{bo}:

$$(2) \qquad I_{bo} \cong \frac{E_{bo}}{R_b} ;$$

così, ad esempio se è $E_{bo} = -4{,}5$ V ed R_b ha il valore $2{,}25 \cdot 10^5\ \Omega$, risulta $I_{bo} \cong -20\ \mu$A.

Consideriamo ora il circuito della figura 45, modificato rispetto a quello della figura 44 introducendo una resistenza R_e in serie al conduttore dell'emettitore. A riposo, si localizza ai capi di R_e una tensione V_{eo} dovuta alla corrente di emettitore, coincidente praticamente con la corrente di collettore a riposo; pertanto la corrente che *entra* nella base

ha il valore:

$$(3) \qquad I_{bo} = \frac{E_{bo} - V_{bo} - V_{eo}}{R_b} .$$

Trascurando, come in precedenza V_{bo}, si ha semplicemente:

$$(4) \qquad I_{bo} = \frac{E_{bo} - V_{eo}}{R_b} ;$$

ma, detta I_{co} la corrente di collettore a riposo, è $V_{eo} = I_{co} R_e$ e perciò la (4) può scriversi:

$$(5) \qquad I_{bo} = \frac{E_{bo}}{R_b} - I_{co} \frac{R_e}{R_b} .$$

Ad esempio, coi valori numerici indicati nella figura 45 ($E_{bo} = -4{,}5$ V, $R_b = 150$ kΩ, $R_e = 500$ Ω, $I_{co} = -3$ mA) si ha:

$$(6) \qquad I_{bo} = \frac{-4{,}5}{1{,}5 \cdot 10^5} - (-3 \cdot 10^{-3}) \frac{500}{1{,}5 \cdot 10^5} \cong -20 \cdot 10^{-6} \text{ A} .$$

Appare dalla formula (5) che se I_{co} tende a variare per qualsiasi causa, I_{bo} varia in senso opposto; così se I_{co} subisce una variazione ΔI_{co}, I_b subisce dal valore I_{bo} una variazione:

$$(7) \qquad \Delta I_{bo} = -\Delta I_{co} \frac{R_e}{R_b} .$$

Se, ad esempio, I_{co} tende ad aumentare in valore assoluto, I_{bo} diminuisce; poichè tale diminuzione, grazie all'azione amplificatrice del transistore, tende a far diminuire la corrente di collettore, la variazione complessiva di I_{co} (qualunque sia la causa che la provoca) risulta minore di quella che si avrebbe in assenza di R_e ([45]). Tale effetto interverrebbe, peraltro, anche nel caso delle variazioni provocate dal segnale utile, diminuendo l'azione di comando di questo sulla corrente di collettore; si rimedia, però a questo inconveniente shuntando (come per la polarizzazione catodica dei tubi) la resistenza R_e con una capacità C_e così grande da costituire

---

([45]) - Si tratta di un effetto dovuto ad una *reazione negativa*, che esamineremo nel Cap. XIII, n. 9.

un cortocircuito per le frequenze contenute nel segnale (fig. 46 *a*). Siccome le variazioni di I_{co} dovute alla temperatura sono molto lente, l'azio-

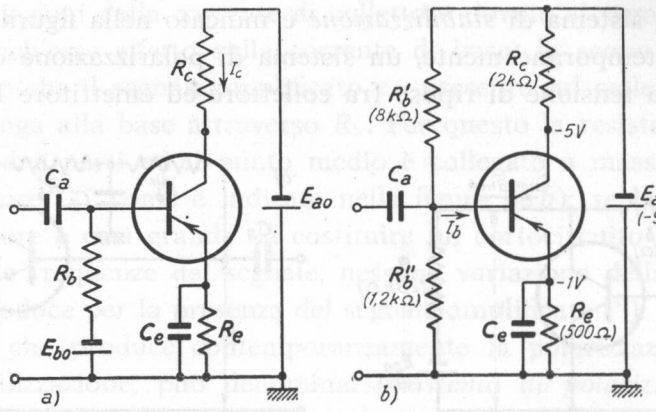


Fig. 46 — *a*) Eliminazione della retroazione per il segnale.
b) Schema completo di stabilizzazione e polarizzazione della base.

ne del condensatore è per esse senza effetto; pertanto il complesso $R_e C_e$ ha effetto per le variazioni dannose e non per le utili.

In pratica per produrre la corrente di polarizzazione della base non si fa uso di una batteria separata E_{bo} ma si sfrutta la batteria di alimentazione del collettore E_{ao} col metodo indicato nella figura 46 *b*): il circuito di polarizzazione in esame può essere ridisegnato nel modo indicato nella figura 47 *a*) e, per il teorema di Thevenin, equivale al circuito della figura 47 *b*), dove E_{bo} è la tensione che si manifesta al morsetto *b* a vuoto (cioè con la base staccata) ed R_b è il parallelo delle due resistenze R_b', R_b'':

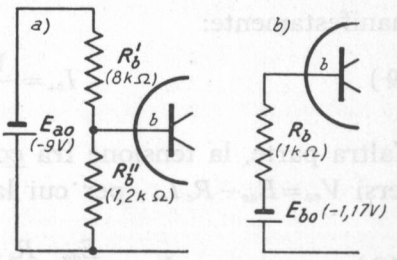


Fig. 47 — Applicazione del teorema di Thevenin al circuito di polarizzazione.

$$(8) \qquad E_{bo} = \frac{E_{ao} R_b''}{R_b' + R_b''} \quad , \qquad R_b = \frac{R_b' R_b''}{R_b' + R_b''} \; .$$

Appare da ciò che il metodo di polarizzazione *b*) della figura 46 non differisce da quello *a*); si trova poi sperimentalmente, e deriva chiara-

mente dalle formule (5) e (7), che la *stabilizzazione* prodotta da R_e risulta tanto più efficace quanto più piccolo è il valore della resistenza equivalente R_b ([46]).

Un altro sistema di *stabilizzazione* è indicato nella figura 8 *a*); esso è anche, contemporaneamente, un sistema di polarizzazione della base, che sfrutta la tensione di riposo fra collettore ed emettitore V_{co} (invece

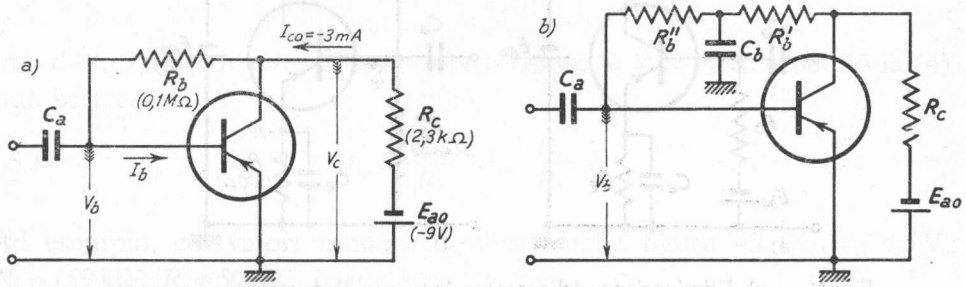


Fig. 48 — Sistema di polarizzazione autostabilizzante.

di una batteria separata o del sistema a partitore della figura 46) per produrre la corrente I_{bo}. Nel circuito della figura 48 *a*), a riposo, si ha manifestamente:

$$(9) \qquad I_{bo}=\frac{V_{co}-V_{bo}}{R_b}\cong\frac{V_{co}}{R_b}\ ;$$

d'altra parte, la tensione fra collettore ed emettitore a riposo può scriversi $V_{co}=E_{ao}-R_c I_{co}$, per cui la (9) acquista l'espressione:

$$(10) \qquad I_{bo}=\frac{E_{ao}-R_c I_{co}}{R_b}=\frac{E_{ao}}{R_b}-\frac{R_c}{R_b}I_{co}\ .$$

Ad esempio, coi valori numerici indicati nella figura 48 ($E_{ao}=-9\,\mathrm{V}$, $R_c=2{,}3\,\mathrm{k\Omega}$, $I_{co}=-3\,\mathrm{mA}$, $R_b=0{,}1\,\mathrm{M\Omega}$), si ha:

$$(11) \qquad I_{bo}=\frac{-9}{10^5}-\frac{2{,}3\cdot 10^3}{10^5}(-3\cdot 10^{-3})\cong -2\cdot 10^{-5}\,\mathrm{A}\ .$$

([46]) - Si noti, peraltro, che, per quanto riguarda il segnale utile, R_b risulta direttamente collegata ai morsetti base-emettitore del transistore e quindi la corrente del segnale si spartisce fra R_b e la resistenza differenziale di base r_b. Occorre quindi che R_b non risulti troppo piccola, onde non ne derivi una diminuzione troppo forte della corrente di segnale entrante nel transistore.

Al variare di I_{co}, la corrente I_{bo} varia in senso opposto e tende, grazie all'azione amplificatrice del transistore, a limitare le variazioni della corrente di collettore. Naturalmente, anche in questo caso, occorre evitare che le variazioni della corrente di collettore dovute al segnale utile producano anch'esse effetto sulla corrente di base; lo scopo si raggiunge impedendo che il segnale amplificato e_c, presente sul collettore insieme a V_{co}, giunga alla base attraverso R_b. Per questo la resistenza R_b viene divisa in due parti ed il punto medio è collegato a massa tramite un condensatore C_b, come è indicato nella figura 48 *b*); se la capacità del condensatore è così grande da costituire un cortocircuito (di fronte ad R_b'') per le frequenze del segnale, nessuna variazione della corrente di base si produce per la presenza del segnale amplificato ([47]). Il dispositivo descritto, che produce contemporaneamente la polarizzazione di base e la stabilizzazione, può denominarsi *sistema di polarizzazione autostabilizzante.*

([47]) - È interessante notare che il complesso di R_b' e C costituisce il filtro passa basso di cui abbiamo studiato il comportamento in funzione della frequenza nel Cap. III, n. 1 (figg. 2-3).

CAPITOLO XI

AMPLIFICATORI PER BASSE FREQUENZE
(SEGNALI DEBOLI)

1. — Generalità sugli amplificatori a più stadi.

Gli amplificatori — pensati come apparati elettronici a sè (ad es.: amplificatori grammofonici), o come parti di un apparato elettronico più complesso — sono generalmente costituiti da vari *stadi* successivi (*in cascata*), attuati con gli schemi esaminati nel capitolo precedente o con altri che studieremo in seguito.

Gli amplificatori hanno struttura diversa a seconda della natura dei segnali che sono destinati ad amplificare: si hanno così amplificatori per segnali acustici, per segnali video, per tensioni continue, per segnali a radiofrequenza e così via. In questo primo volume a carattere generale ci limiteremo a prendere in considerazione gli amplificatori per segnali acustici, detti anche spesso amplificatori per basse frequenze ([1]); essi offrono una discreta facilità di studio e, nello stesso tempo, hanno un uso molto generale.

Nella figura 1 è mostrato un semplice schema di amplificatore per basse frequenze che, con ulteriori perfezionamenti, potrebbe essere usato, ad esempio, come amplificatore grammofonico. Il segnale e_i prodotto dal generatore (ad es.: pick-up grammofonico) è applicato alla griglia del primo stadio tramite il *partitore resistivo* R_v, che consente di regolare l'entità del segnale stesso (*regolazione di volume*). Il primo stadio è un

---

([1]) - Gli amplificatori per segnali video (cenno nel n. 6) e quelli per tensioni continue sono trattati nel Vol. III; gli amplificatori per segnali a radiofrequenza nel Vol. II.

amplificatore a resistenza, del tipo ampiamente studiato nel capitolo precedente; esso è collegato a capacità e resistenza (C_a, R_g) alla griglia del secondo stadio (Cap. X, figg. 25, 38) che è dello stesso tipo. Il secondo stadio, a sua volta, è collegato a capacità e resistenza (C_a', R_g') allo *stadio*

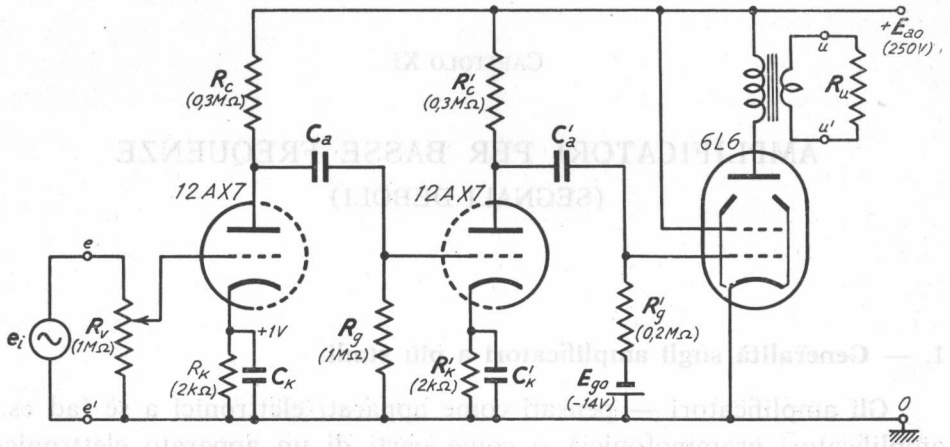


Fig. 1 — Semplice amplificatore per basse frequenze (2).

finale; questo è un amplificatore a trasformatore (Cap. X, figg. 2, 15), attuato con un tubo a fascio, che fornisce alla *resistenza di utilizzazione* R_u (altoparlante) la necessaria potenza.

La costituzione generale di altri amplificatori per segnali acustici, pur potendo comprendere un numero maggiore di stadi ed essere più elaborata e perfezionata (con criteri che vedremo in seguito), non si discosta da quella dell'amplificatore considerato. Qualunque sia l'effettivo schema, impiegante tubi o transistori, nei primi stadi il segnale è abbastanza piccolo ed il comportamento dei singoli amplificatori può considerarsi lineare. Negli ultimi stadi, invece, i segnali sono abbastanza forti ed il funzionamento non può automaticamente ritenersi lineare senza una preventiva verifica; nello stadio finale, poi, specialmente per ottenere la piena potenza, i segnali possono essere così ampi da dar luogo a distorsioni intollerabili se non si usano particolari avvertenze.

(2) - I triodi indicati nello schema fanno parte di un unico tubo (*12AX7*); è questo il significato della linea tratteggiata usata nel simbolo dei triodi. I valori delle resistenze R_c, R_k, indicati nello schema sono calcolati (ed il calcolo può essere rifatto per esercizio) nell'ipotesi che il triodo operi nelle condizioni di riposo indicate nella Tav. 2 del Cap. V, n. 8. Il tubo a fascio *6L6* ha la tensione di placca approssimativamente uguale a quella di schermo; entrambe sono pari alla tensione di alimentazione $E_{ao} = 250$ V.

Grazie alla loro linearità di funzionamento, i primi stadi possono essere studiati con relativa facilità valendosi del metodo del circuito differenziale; lo studio degli ultimi stadi (e particolarmente dello stadio finale di potenza) può farsi invece solo per via sperimentale o grafica ed impone difficoltà maggiore. Svolgeremo in questo capitolo lo studio degli amplificatori *con segnali deboli*, rimandando al seguente quello *con segnali forti.*

Requisito fondamentale degli amplificatori per segnali deboli è quello di realizzare l'amplificazione più alta possibile; gli amplificatori per basse frequenze, essendo destinati prevalentemente ad amplificare segnali acustici (musica, parole), devono poi amplificare, in maniera più che possibile uniforme, tutta la gamma di frequenza che interessa i suoni. Poichè il comportamento alle varie frequenze dipende molto dal sistema di collegamento fra stadio e stadio, nello studio che faremo ciascuno stadio di amplificazione sarà considerato non a sè stante, ma sempre in relazione allo stadio seguente; nei paragrafi che seguono studieremo gli amplificatori collegati a capacità e resistenza e quelli collegati a trasformatore.

2. — Amplificatore a tubi a resistenza e capacità.

Nella figura 2 è mostrato lo schema di uno stadio di amplificazione a resistenza (attuato con un triodo o con un pentodo) collegato a capacità

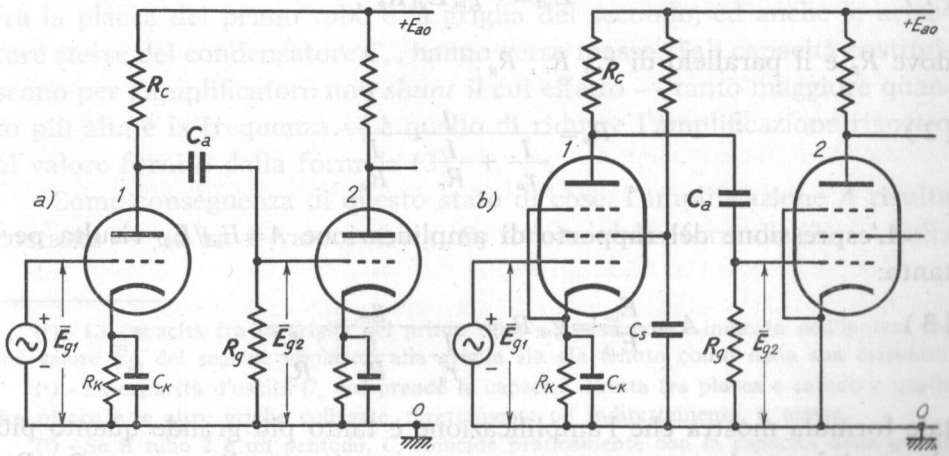


Fig. 2 — Amplificatore a resistenza e capacità attuato con tubi.

ad uno stadio successivo. Il suo studio è già stato in parte compiuto nel

Cap. X, n. 8 (fig. 25): negli schemi attuali sono messi in evidenza il sistema di polarizzazione catodica e di alimentazione dello schermo (Cap. X, n. 13), oltre al collegamento a massa del polo negativo dell'alimentatore anodico (non indicato in figura).

Poichè il gruppo $R_k C_k$ si comporta per i segnali come un cortocircuito ed altrettanto vale per l'alimentatore anodico (Cap. X, n. 13, fig. 39), lo

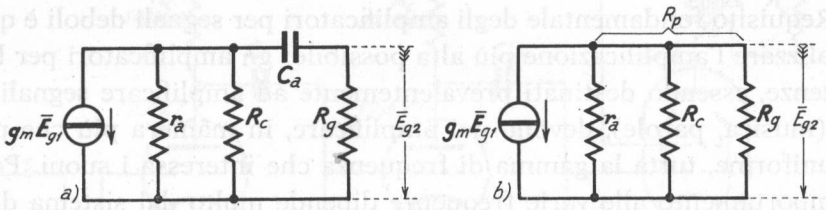


Fig. 3 — Circuito differenziale dell'amplificatore e sua semplificazione nel caso in cui C_a può considerarsi un cortocircuito.

schema del circuito differenziale risulta quello della figura 3 *a*). Dallo studio fatto nel n. 8 del Cap. X deriva che se C_a può considerarsi un cortocircuito per la frequenza del segnale — così che il circuito *a*) si riduca al circuito *b*) della stessa figura 3 — il segnale d'ingresso allo stadio 2, $\bar{E}_{g2}$ è legato al segnale d'ingresso dello stadio 1, $\bar{E}_{g1}$, della relazione:

$$(1) \qquad \bar{E}_{g2} = - g_m \bar{E}_{g1} R_p \ ,$$

dove R_p è il parallelo di r_a, R_c, R_g:

$$(2) \qquad R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \ .$$

L'espressione del rapporto di amplificazione $A = E_{g2}/E_{g1}$ risulta pertanto:

$$(3) \qquad A = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \ ;$$

tale formula mostra che l'amplificazione è tanto più grande quanto più elevata è la conduttanza mutua g_m e quanto più grandi sono r_a, R_c, R_g. Il fatto che l'amplificazione sia tanto più grande quanto più elevata è r_a ci dice che, fra due tubi di pari conduttanza mutua g_m, è preferibile, agli

effetti dell'elevazione di tensione, quello che ha la resistenza anodica differenziale r_a più elevata: si usano, difatti, triodi di alto μ e pentodi.

La formula (3) vale nel campo delle frequenze per le quali il condensatore di accoppiamento C_a può considerarsi un cortocircuito: per le frequenze più basse si ha una caduta di tensione in C_a, per cui l'ampiezza della tensione $\overline{E}_{g2}$ risulta inferiore a quella che si ha fra la placca del primo tubo e massa e conseguentemente l'amplificazione è minore. Ma la validità della formula (3) è infirmata anche dall'esistenza delle capacità parassite di cui essa non tiene conto e che sono invece indicate nella figura 4 ([3]): nello schema, C_u indica la capacità complessivamente esistente fra placca e massa nel primo stadio (*capacità d'uscita*) ([4]); C_i la capacità complessivamente esistente fra griglia e massa nel secondo stadio (*capacità d'entrata*) ([5]); infine C_d indica la capacità che il conduttore di collegamento fra la placca del primo tubo e la griglia del secondo, ed anche le armature stesse del condensatore C_a, hanno verso massa. Tali capacità costituiscono per l'amplificatore uno *shunt* il cui effetto — tanto maggiore quanto più alta è la frequenza — è quello di ridurre l'amplificazione rispetto al valore fornito dalla formula (3).

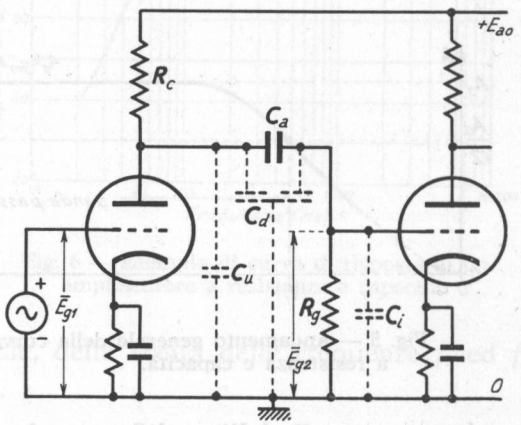


Fig. 4 — Amplificatore con capacità parassite in evidenza.

Come conseguenza di questo stato di cose, l'amplificazione A risulta costante — ed ha il valore $A_o = g_m R_p$ fornito dalla formula (3) — nella

([3]) - La capacità fra la griglia del primo tubo e massa non è indicata nell'ipotesi che nel valore $\overline{E}_{g1}$ del segnale applicato alla griglia sia già tenuto conto della sua esistenza.

([4]) - La capacità d'uscita C_u comprende la capacità diretta fra placca e catodo e quella fra placca e le altre griglie collegate, direttamente od indirettamente, a massa.

([5]) - Se il tubo 2 è un pentodo, C_i coincide praticamente con la capacità della griglia verso il catodo e verso lo schermo; se, invece, il tubo è un triodo, ad essa deve aggiungersi la capacità equivalente che nasce per *effetto Miller* (Cap. X, n. 11) in conseguenza dell'accoppiamento fra placca e griglia tramite la relativa capacità.

gamma di frequenza in cui la capacità di accoppiamento C_a può considerarsi un cortocircuito e l'effetto di C_u, C_i, C_d è così piccolo da potersi trascurare; per frequenze inferiori o superiori a tale gamma l'amplificazione diviene via, via più bassa.

L'andamento del rapporto di amplificazione $A = E_{g2}/E_{g1}$ al variare della frequenza del segnale (*curva di risposta* dell'amplificatore) è sempre del tipo generale indicato nella figura 5. Per convenzione si chiama

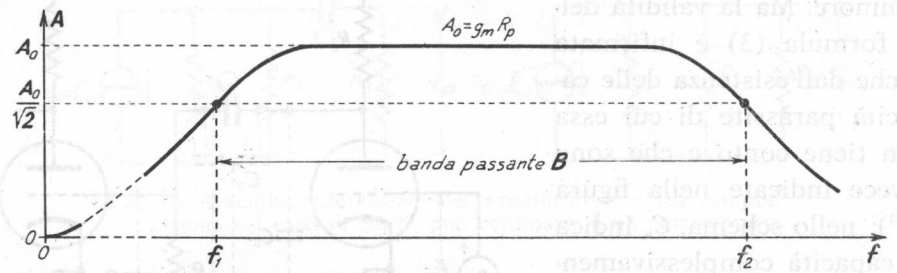


Fig. 5 — Andamento generale della curva di risposta dell'amplificatore a resistenza e capacità.

banda passante B dell'amplificatore la gamma di frequenza delimitata dai valori f_1 ed f_2 della frequenza in corrispondenza ai quali l'amplificazione A diviene pari al 70% di A_o o, più correttamente, ad $A_o/\sqrt{2} \cong 0{,}7\,A_o$. Le due frequenze f_1 ed f_2 — dette *frequenze caratteristiche* (inferiore e superiore) dell'amplificatore — sono strettamente legate alla costituzione dell'amplificatore; esse possono essere variate, dimensionando opportunamente gli elementi dell'amplificatore stesso ([6]), così da portare a coincidere approssimativamente la banda passante con la gamma delle frequenze contenute nel segnale da amplificare ([7]). A titolo di esempio, nella figura 6 è mostrata la curva di risposta di un amplificatore (facente parte di un radioricevitore) in cui è $A_o = 100$, $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 7$ kHz.

Può sembrare che l'andamento della curva di risposta entro la banda passante non sia sufficientemente uniforme per consentire la riproduzione fedele di segnali acustici; ma occorre osservare che la sensibilità

([6]) - Lo studio relativo è compiuto nei nn. 3 e 4.

([7]) - La riproduzione sufficientemente corretta della musica e del linguaggio richiede una gamma di frequenza compresa almeno fra un centinaio di hertz e *4500* Hz circa; per una riproduzione buona occorre invece che la gamma si estenda da circa *45* Hz a *15* kHz.

dell'orecchio alle variazioni di intensità dei suoni è ordinariamente piuttosto scarsa. Un orecchio non particolarmente esercitato, nelle migliori condizioni di attenzione, apprezza le variazioni di intensità solo se maggiori del $10 \div 12\%$; in condizioni ordinarie, però, occorre che esse giungano almeno al $20 \div 30\%$. L'introduzione della banda passante ha così una giustificazione fisiologica perchè delimita il campo di frequenza entro il quale le variazioni di amplificazione sono contenute entro il 30% ; un altro motivo, a carattere funzionale, della scelta delle frequenze f_1 ed f_2 apparirà nel paragrafo seguente.

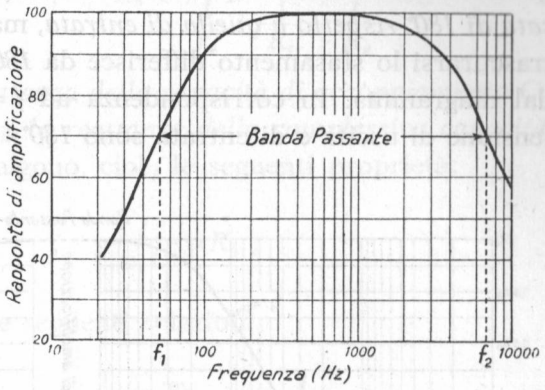


Fig. 6 — Esempio di curva di risposta di un amplificatore a resistenza e capacità.

3. — Curva universale di risposta e criteri di progetto dell'amplificatore a resistenza e capacità a tubi.

È possibile determinare il comportamento al variare della frequenza di un qualunque amplificatore a resistenza e capacità mediante l'uso di una *curva di risposta universale*, riportata nella figura 7 ([8]). Nel diagramma superiore, in ordinate, si ricava l'amplificazione ad una qualsiasi frequenza, nota l'amplificazione nella zona delle frequenze intermedie, in cui l'effetto delle capacità è trascurabile; il suo valore, che ora denominiamo A_o , è espresso, come si è visto nel paragrafo precedente, dalla formula:

$$(1) \qquad A_o = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \, .$$

([8]) - Le curve della figura 7 (ed i ragionamenti che nel n. 4 conducono al loro tracciamento) valgono nell'ipotesi che i condensatori del gruppo di polarizzazione catodica e del sistema di alimentazione dello schermo possano considerarsi come cortocircuiti anche a frequenze assai più basse di f_1 .

Dal diagramma inferiore della figura 7 è ricavabile ad ogni frequenza lo sfasamento fra la tensione amplificata $\overline{E}_{g2}$ e la tensione di entrata $\overline{E}_{g1}$; quando l'effetto delle capacità è trascurabile, *la tensione di uscita è sfasata di 180° rispetto a quella di entrata*, ma quando detto effetto non può trascurarsi lo sfasamento differisce da *180°* di un angolo θ che è fornito dal diagramma. In corrispondenza ad $f=f_1$ ed $f=f_2$ gli sfasamenti fra tensione di uscita e di entrata sono $180°+45°=225°$ e $180°-45°=135°$.

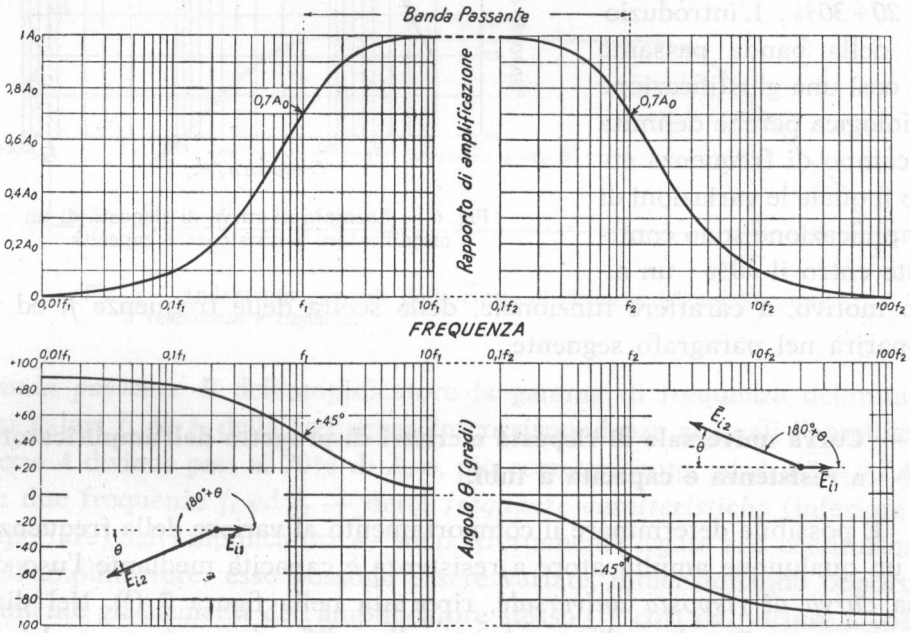


Fig. 7 — Curva universale di risposta degli amplificatori a resistenza e capacità.

Nei diagrammi della figura 7 compare in ascisse la frequenza, espressa come multiplo delle due *frequenze caratteristiche* f_1 ed f_2 in corrispondenza alle quali l'amplificazione è $A_0/\sqrt{2}$: tali frequenze sono legate agli elementi del circuito da due importanti relazioni che qui enunceremo, rimandandone la dimostrazione al paragrafo seguente (n. 4).

Diciamo $\omega_1=2\pi f_1$, $\omega_2=2\pi f_2$ le pulsazioni corrispondenti alle frequenze caratteristiche; chiamiamo C la complessiva capacità parassita, $C=C_u+C_d+C_i$. Accanto alla resistenza R_p (parallelo di r_a, R_c, R_g) consideriamo una particolare resistenza R_s, uguale alla serie di R_g col paral-

lelo di r_a ed R_c:

$$(2) \qquad R_s = R_g + \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}} \quad , \qquad R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \, .$$

Orbene: *alla frequenza f_1 la reattanza della capacità di accoppiamento C_a è uguale ad R_s; alla frequenza f_2 la reattanza della complessiva capacità parassita C è uguale ad R_p*. Valgono, cioè, le seguenti proprietà:

$$(3) \qquad \frac{1}{\omega_1 C_a} = R_s \quad , \qquad \frac{1}{\omega_2 C} = R_p \, ,$$

e se ne deducono per f_1 ed f_2 le seguenti relazioni:

$$(4) \qquad f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_a R_s} \quad , \qquad f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C R_p} \, ,$$

le quali consentono di ricavare i valori delle frequenze caratteristiche se sono noti gli elementi costitutivi dell'amplificatore.

Le considerazioni svolte permettono di stabilire alcuni criteri generali per la progettazione degli amplificatori a resistenza e capacità. In linea di principio essi sono i seguenti:

a) SCELTA DEL TUBO. Sono particolarmente adatti i triodi ad alto μ ed i pentodi del tipo cosidetto ad alta frequenza, in cui r_a è molto grande. Il pentodo ha il vantaggio di avere una capacità fra placca e griglia molto bassa il che comporta un piccolo valore di C_i con conseguente grande valore della larghezza di banda; il triodo ha il vantaggio di una maggiore linearità di funzionamento, il che consente di operare con segnali più grandi che col pentodo, quando ciò sia necessario.

b) SCELTA DI R_g. Dalla formula (1) appare che l'amplificazione è tanto più elevata quanto più alto è R_g; si sceglie perciò per R_g solitamente un valore leggermente inferiore a quello massimo indicato nei cataloghi in relazione al tubo 2 o, in mancanza di indicazioni, un valore dell'ordine di $0{,}5 \div 1$ MΩ.

c) SCELTA DI R_c E DELLE CONDIZIONI DI RIPOSO. Dalla formula (1) del numero precedente appare che l'amplificazione è tanto più elevata quanto più grande è R_c; occorre però notare che, per un certo valore della tensione di alimentazione E_{ao}, il valore di R_c non può essere assunto troppo

grande, onde evitare che la caduta di tensione continua, da essa provocata, non renda troppo bassa la tensione anodica di riposo V_{ao}, portando così il tubo a lavorare in condizioni non favorevoli. È consigliabile, nelle condizioni ordinarie ($E_{ao} = 200 \div 300$ V), usare resistenze di carico R_c dell'*ordine di* $0{,}1 \div 0{,}5$ MΩ sia per i pentodi che per i triodi ad alto μ.

Disponendo di cataloghi dei tubi, i valori di R_c e degli altri elementi del circuito dell'amplificazione si trovano in essi indicati in una grande varietà di condizioni. Disponendo, invece, di dati, come quelli da noi forniti nella Tav. 2, nel Cap. V (n. 8), e nella Tav. 3, del Cap. VI (n. 4), il dimensionamento di R_c è compiuto col metodo già introdotto negli esempi illustrativi del n. 7 del Cap. X. Il dimensionamento della resistenza di polarizzazione catodica e della resistenza di alimentazione dello schermo è compiuta coi criteri introdotti nel n. 13 del Cap. X.

d) SCELTA DI C_a. Il problema è strettamente connesso a quello della banda di frequenza da amplificare. Ad esempio se si vuole che la *banda passante* cominci ad una frequenza di *100* Hz basterà porre $f_1 = 100$ nella prima delle relazioni (4) e risolvere rispetto a C_a. Nel caso generale si ottiene:

$$(5) \qquad C_a = \frac{1}{2\pi f_1} \frac{r_a + R_c}{r_a R_c + R_c R_g + R_g r_a}.$$

e) VALORE DI f_2. Se, coi criteri esposti, sono stati scelti il tubo, le varie resistenze e C_a, dalla formula (4) risulta automaticamente fissato il valore di f_2 e quindi risulta stabilito l'andamento della curva in corrispondenza alle alte frequenze. In generale, coi tubi moderni, f_2 risulta automaticamente al di sopra della banda acustica: se necessario è, allora, sempre possibile abbassarne il valore al limite desiderato ponendo un condensatore di capacità opportuna fra placca e catodo del tubo 1 o fra griglia e catodo del tubo 2. Se dal calcolo risultasse, invece, f_2 troppo basso, occorre ritoccare il valore di R_c ed R_g e ripetere il progetto.

f) VALORI DI C_k E C_s. In corrispondenza alla frequenza f_1 il condensatore C_k deve avere una reattanza assai più piccola (dell'ordine di *1/10*) di R_k; la stessa cosa, nel caso dei pentodi, vale per la reattanza del *condensatore di fuga* C_s per lo schermo, nei confronti della *resistenza di caduta* R_s.

Si vuole, ad esempio, attuare un amplificatore la cui banda passante abbia inizio a *100* Hz ($f_1 = 100$) e copra la gamma delle frequenze acustiche almeno fino a *10* kHz. Si ha a disposizione una tensione di alimentazione $E_{ao} = 300$ V ed un pentodo *6SJ7*, adoperato nelle seguenti condizioni di riposo (Cap. VI, n. 4, Tav. 3): $V_{ao} = 100$ V, $V_{go} = -3$ V, $V_s = 100$ V, $I_{ao} = 2{,}9$ mA, $I_s = 0{,}9$ mA. I valori corrispondenti dei parametri differenziali sono: $r_a = 0{,}7$ MΩ, $g_m = 1{,}58$ mA/V. Il tubo successivo è un pentodo identico; un valore consigliabile per la resistenza R_g è, per il tubo in oggetto, *1* MΩ. Le capacità interelettrodiche sono: $C_{pk} = 7$ pF, $C_{gk} = 6$ pF, $C_{pg} = 0{,}005$ pF.

Lo studio del circuito di riposo di questo amplificatore è già stato fatto nell'esempio contenuto nel n. 13 del Cap. X (fig. 43); i risultati ivi ottenuti sono i seguenti: $R_c \cong 68$ kΩ, $R_s \cong 220$ kΩ, $R_k = 790$ Ω. Calcoliamo subito i valori di C_s e C_k; tenendo conto di quanto è detto nel comma *f*) precedente, porremo:

$$\frac{1}{2\pi f_1 C_s} = \frac{R_s}{10} \quad , \quad \frac{1}{2\pi f_1 C_k} = \frac{R_k}{10} \, ,$$

da cui, sostituendo i valori, si deduce $C_s = 0{,}16$ μF, $C_k = 20$ μF.

Il valore dell'amplificazione nella gamma delle frequenze intermedie, A_o, si calcola colla formula (1); si ha:

$$A_o = g_m / \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g} \right) = 1{,}58 \cdot 10^{-3} / 1{,}67 \cdot 10^{-5} \cong 95 \, .$$

Per il calcolo di C_a basta porre $f_1 = 100$ nella formula (5) e si ottiene $C_a \cong 1600$ pF. Rimane ora da esaminare il comportamento dell'amplificatore alle frequenze alte, ossia determinare il valore di f_2, il che può farsi sostituendo nella seconda delle relazioni (4) i valori di R_p e di $C = C_u + C_d + C_i$. Il parallelo R_p delle tre resistenze r_a, R_c, R_g ha il valore di circa $60 \cdot 10^3$ Ω. Dato il piccolissimo valore di C_{pg}, C_i coincide praticamente con $C_{gk} = 6$ pF (Cap. X, n. 11) e così pure è $C_u = C_{pk} = 7$ pF; assunto poi, per fissare le idee, $C_d = 7$ pF, risulta come valore plausibile della totale capacità parassita $C = C_u + C_d + C_i = 20$ pF. Se ne deduce $f_2 \cong 130 \cdot 10^3$ Hz, frequenza nettamente al di sopra della gamma acustica. Un'opportuna capacità introdotta fra griglia e catodo del tubo 2 potrà, se necessario, portare f_2 a valori più bassi.

4. — Giustificazione delle proprietà degli amplificatori a resistenza e capacità a tubi.

Lo schema completo del circuito differenziale dell'amplificatore a resistenza, tenendo conto delle capacità parassite, è quello indicato nella figura 8.

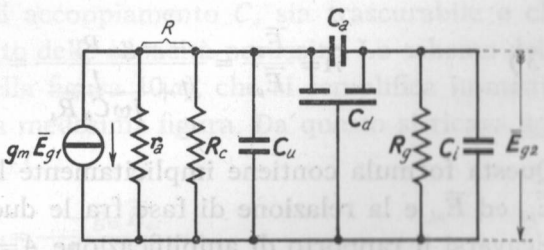


Fig. 8 — Circuito differenziale completo.

Supponiamo che la frequenza del segnale sia così bassa che la reattanza di C_a non possa trascurarsi: può allora, certamente trascurarsi l'effetto di C_u, C_d e C_i, per cui lo schema si riduce a quello della figura 9 *a*), dove con R si è indicato il parallelo di r_a ed R_c (fig. 8). Considerando il complesso del generatore ideale di corrente e di R come un generatore di resistenza interna R e f.e.m. $R\,g_m\,\overline{E}_{g1}$, lo schema *a*) può trasformarsi in quello *b*) della stessa figura; da esso si ricava agevolmente:

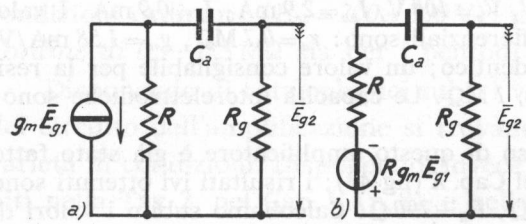


Fig. 9 — Schemi equivalenti del circuito di figura 8 quando l'effetto di C_u, C_d e C_i è trascurabile.

$$(1) \qquad \overline{E}_{g2} = -R\,g_m\,\overline{E}_{g1}\,\frac{R_g}{(R+R_g)+\dfrac{1}{j\omega C_a}}\,.$$

Se ne deduce la seguente espressione per l'*amplificazione complessa* (Cap. X, n. 10):

$$(2) \qquad \overline{A}=\frac{\overline{E}_{g2}}{\overline{E}_{g1}}=\frac{-R\,R_g\,g_m}{(R+R_g)+\dfrac{1}{j\omega C_a}}=\frac{-\,g_m\dfrac{R\,R_g}{R+R_g}}{1+\dfrac{1}{j\omega C_a(R+R_g)}}\,.$$

Osserviamo, in questa formula, che $R+R_g$ esprime la serie di R_g col parallelo R di r_a ed R_c; serie che nel n. 3 abbiamo chiamato R_s. Inoltre la frazione $R\,R_g/(R+R_g)$ esprime il parallelo della resistenza R ed R_g e cioè il parallelo delle tre resistenze r_a, R_c, R_g, che abbiamo chiamato R_p; essendo, poi, $g_m\,R_p=A_o$ (n. 3, form. 1), la (2) può scriversi:

$$(3) \qquad \overline{A}=\frac{\overline{E}_{g2}}{\overline{E}_{g1}}=\frac{-\,g_m\,R_p}{1+\dfrac{1}{j\omega C_a R_s}}=\frac{-A_o}{1+\dfrac{1}{j\omega C_a R_s}}\,.$$

Questa formula contiene implicitamente la relazione fra le ampiezze di $\overline{E}_{g2}$ ed $\overline{E}_{g1}$ e la relazione di fase fra le due tensioni; da essa può perciò ricavarsi il rapporto di amplificazione $A=E_{g2}/E_{g1}$, che è il modulo di $\overline{A}$, e l'angolo di sfasamento $\alpha=\pi+\theta$, che ne è l'argomento. I valori di A e θ

risultano espressi dalle seguenti formule:

$$(4) \qquad A=\frac{A_o}{\sqrt{1+\frac{1}{\omega^2 C_a^2 R_s^2}}}=\frac{A_o}{\sqrt{1+\frac{1}{4\pi^2 f^2 C_a^2 R_s^2}}},$$

$$(5) \qquad tang\,\theta=\frac{1}{\omega C_a R_s}=\frac{1}{2\pi f C_a R_s}.$$

È facile verificare che ponendo nella (4) la frequenza f_1 che soddisfa alla relazione (4) del n. 3, si ottiene $A=A_o/\sqrt{2}$ come dianzi si era ammesso. Introducendo nella (4) e nella (5) la relazione $R_s=1/(2\pi f_1 C_a)$, dedotta dalla (4) nel n. 3, si ottengono le seguenti semplici espressioni per A e θ:

$$(6) \qquad A=\frac{A_o}{\sqrt{1+f_1^2/f^2}} \quad , \quad tang\,\theta=\frac{f_1}{f}.$$

Tali formule determinano, in funzione di f_1, il comportamento dell'amplificatore alle basse frequenze; le curve della figura 7 corrispondenti alle basse frequenze non sono che le loro rappresentazioni grafiche.

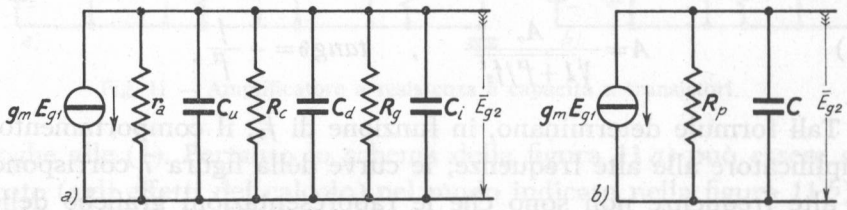


Fig. 10 — Schemi equivalenti del circuito di figura 7 quando la reattanza di C_a è trascurabile.

Supponiamo ora che la frequenza del segnale sia così alta che la reattanza del condensatore di accoppiamento C_a sia trascurabile e che non sia più trascurabile l'effetto delle capacità parassite. Lo schema della figura 8 si riduce a quello della figura 10 *a*), che si semplifica immediatamente nello schema *b*) della medesima figura. Da questo si ricava agevolmente, ponendo $C=C_u+C_d+C_i$:

$$(7) \qquad \bar{E}_{g2}=\frac{-g_m \bar{E}_{g1}}{\frac{1}{R_p}+j\omega C}.$$

L'*amplificazione complessa* risulta, pertanto:

$$(8) \qquad \overline{A}=\frac{\overline{E}_{g2}}{\overline{E}_{g1}}=\frac{-g_m}{\frac{1}{R_p}+j\omega C}=\frac{-g_m R_p}{1+j\omega C R_p};$$

osservando che è $g_m R_p=A_o$, $\omega=2\pi f$, la si può scrivere:

$$(9) \qquad \overline{A}=\frac{\overline{E}_{g2}}{\overline{E}_{g1}}=\frac{-A_o}{1+j\,2\pi f C R_p}.$$

Ricavando il modulo e l'argomento di questa espressione complessa si ottiene il rapporto di amplificazione A e lo sfasamento ϑ:

$$(10) \qquad A=\frac{E_{g2}}{E_{g1}}=\frac{A_o}{\sqrt{1+4\pi^2 f^2 C^2 R_p^2}}, \quad tang\,\vartheta=-2\pi f C R_p.$$

È facile verificare che ponendo in questa formula la frequenza f_2 che soddisfa alla relazione (4) del n. 3, si ottiene $A=A_o/\sqrt{2}$ come si era ammesso in precedenza. Introducendo nelle formule (10) la relazione $R_p=1/(2\pi f_2 C)$ dedotta dalla seconda delle formule (4) del n. 4, si ottengono le seguenti semplici espressioni per A e ϑ:

$$(11) \qquad A=\frac{A_o}{\sqrt{1+f^2/f_2^2}}, \quad tang\,\vartheta=-\frac{f}{f^2}.$$

Tali formule determinano, in funzione di f_2, il comportamento dell'amplificatore alle alte frequenze; le curve della figura 7 corrispondenti alle alte frequenze non sono che le rappresentazioni grafiche delle relazioni (11).

5. — Amplificatori a resistenza e capacità attuati con transistori.

Nella figura 11 *a*) è mostrato lo schema di uno stadio di amplificazione a resistenza collegato a capacità ad uno stadio successivo, entrambi a transistori: l'amplificatore è l'analogo di quello a tubi studiato nei numeri precedenti. Lo schema è già stato preso in considerazione nel Cap. X (n. 9, fig. 29): qui, però, sono messi in evidenza il sistema a partitore per la polarizzazione di base ($R_1' R_1''$, $R_2' R_2''$), il sistema di stabilizzazione con resistenza in serie all'emettitore (gruppi $R_{e1} C_{e1}$, $R_{e2} C_{e2}$) ed il collegamento a massa del polo positivo dell'alimentatore E_{ao}.

Abbiamo osservato nel Cap. X (n. 14, fig. 47) che il partitore resistivo $R_1' R_1''$ collegato all'alimentatore equivale, agli effetti della polarizzazione di base, ad un generatore di f. e. m. E_{b1} e resistenza interna R_{b1}, espressi dalle relazioni:

$$(1) \qquad E_{b1} = \frac{E_{ao} R_1''}{R_1' + R_1''} \quad , \quad R_{b1} = \frac{R_1' R_1''}{R_1' + R_1''} \; ;$$

altrettanto vale per il partitore $R_2' R_2''$ il cui effetto è identico a quello di un generatore di f. e. m. E_{b2} e resistenza interna R_{b2} espresse da formule

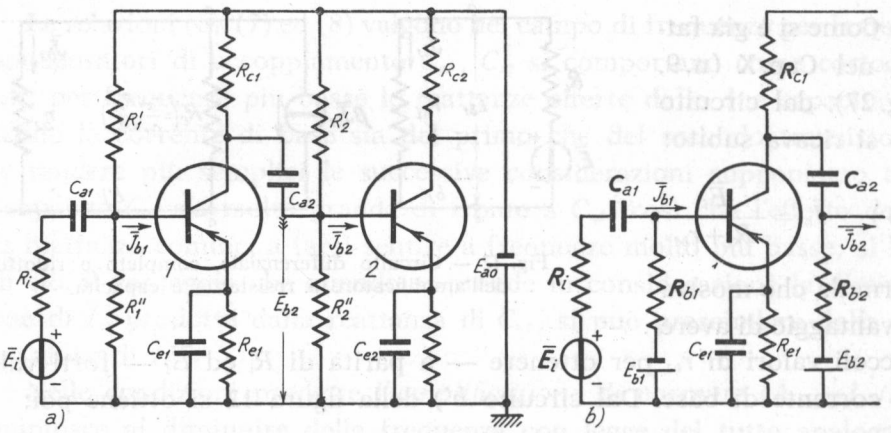


Fig. 11 — Amplificatore a resistenza e capacità a transistori.

analoghe alle (1). Pertanto lo schema della figura 11 *a*) può essere semplificato (agli effetti del calcolo) nel modo indicato nella figura 11 *b*).

Poichè i gruppi di stabilizzazione $C_{e1} R_{e1}$, $C_{e2} R_{e2}$ si comportano per il segnale come cortocircuiti, ed altrettanto vale per l'alimentatore E_{ao}, lo schema del circuito differenziale dell'amplificatore risulta quello della figura 12 *a*), dove per il quadripolo differenziale equivalente dei transistori si è usato lo schema *a*) della figura 34 del Cap. X (n. 12).

Usualmente i valori di R_{b1}, R_{b2} sono molto grandi di fronte a quelli di r_{b1}, r_{b2}, per cui si può normalmente prescindere dall'esistenza delle due resistenze (9); se poi si può ammettere che la frequenza del segnale

(9) - Se ciò non fosse possibile basterebbe sostituire, nei calcoli successivi, alle resistenze r_{b1}, r_{b2} due resistenze r'_{b1}, r'_{b2} che siano il parallelo rispettivamente, di R_{b1} ed r_{b1} e di R_{b2} ed r_{b2}.

sia tale che le reattanza di C_{a1}, C_{a2} siano trascurabili, il circuito si semplifica ulteriormente divenendo quello della figura 12 *b*, *b'*), dove R_c è il parallelo di r_{c1} ed R_{c1}:

$$(2)\qquad R_c = \frac{1}{\frac{1}{r_{c1}} + \frac{1}{R_{c1}}}\,.$$

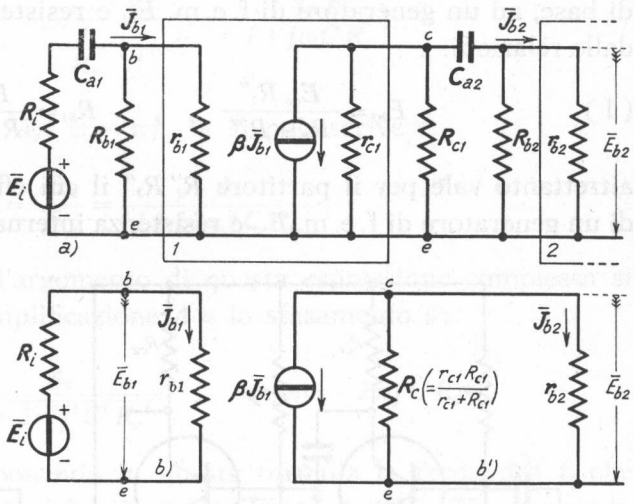


Fig. 12 — Circuito differenziale, completo e ridotto, dell'amplificatore a resistenza e capacità.

Come si è già fatto nel Cap. X (n. 9, fig. 27), dal circuito *b*) si ricava subito:

$$(3)\qquad \bar{J}_{b1} = \frac{\bar{E}_i}{R_i + r_{b1}}\,,$$

formula che mostra il vantaggio di avere piccoli valori di r_{b1} per ottenere — a parità di R_i ed $\bar{E}_i$ — forti valori di corrente di base. Dal circuito *b'*) della figura 12 si ottiene poi:

$$(4)\qquad \bar{E}_{b2} = \frac{-\beta\bar{J}_{b1}}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{r_{b2}}}\,,$$

$$(5)\qquad \bar{J}_{b2} = \frac{\bar{E}_{b2}}{r_{b2}} = \frac{-\beta}{\frac{r_{b2}}{R_c} + 1}\,\bar{J}_{b1}\,.$$

Da quest'ultima relazione, considerando il modulo del rapporto $\bar{J}_{b2}/\bar{J}_{b1}$, si ottiene il *rapporto di amplificazione di corrente* A_{corr}, che risulta:

$$(6)\qquad A_{corr} = \frac{J_{b2}}{J_{b1}} = \frac{\beta}{1 + r_{b2}/R_c}\,,$$

tanto maggiore, a parità di coefficiente di amplificazione di corrente β, quanto più piccolo è il rapporto r_{b2}/R_c. Introducendo nella (5) l'espressione (6) dell'amplificazione di corrente, si ottiene:

$$(7)\qquad \bar{J}_{b2} = -A_{corr}\,\bar{J}_{b1}\,,$$

che mette in relazione la corrente d'ingresso del secondo stadio con quella del primo; basta scrivere per $\overline{J}_{b1}$ l'espressione (3) per ottenere la relazione fra la corrente d'ingresso del secondo stadio ed il segnale d'ingresso $\overline{E}_i$ ([10]):

$$(8) \qquad \overline{J}_{b2} = \frac{-A_{corr}}{R_i + r_{b1}} \overline{E}_i \ .$$

Dalla corrente d'ingresso del secondo stadio, $\overline{J}_{b2}$, potrà poi ottenersi, con formule analoghe alla (7) ed alla (6), quella d'ingresso di un terzo stadio e così via.

Le relazioni (6), (7) ed (8) valgono nel campo di frequenze per le quali i condensatori di accoppiamento C_{a1}, C_{a2} si comportano come cortocircuiti; per frequenze più basse le reattanze offerte dalle due capacità riducono la corrente di base sia del primo che del secondo transistore. Per rendere più semplici le successive considerazioni supponiamo che la capacità C_{a1} sia molto grande di fronte a C_{a2}, così che l'effetto della sua reattanza cominci a farsi sentire a frequenze molto più basse; si ha, con ciò, il vantaggio che quando si prende in considerazione la diminuzione di $\overline{I}_{b2}$ prodotta dalla reattanza di C_{a2}, si può prescindere dalla diminuzione di $\overline{I}_{b1}$.

Nelle condizioni predette l'*amplificazione di corrente* ($A_{corr} = I_{b2}/I_{b1}$) diminuisce al diminuire della frequenza con legge del tutto analoga a quella vista nel n. 2 per l'amplificazione di tensione degli amplificatori a tubi; la diminuzione di A_{corr} al diminuire della frequenza è rappresentata graficamente dal tratto a sinistra della *curva di risposta* della fi-

---

([10]) - Se interessa conoscere la relazione fra la tensione $\overline{E}_{b2}$ ed il segnale d'ingresso $\overline{E}_i$, ci si può valere della (8), osservando che è $\overline{E}_{b2} = r_{b2}\overline{J}_{b2}$; si ha allora:

$$a) \qquad \overline{E}_{b2} = r_{b2}\overline{J}_{b2} = -A_{corr} \frac{r_{b2}}{R_1 + r_{b1}} \overline{E}_{b2} \ .$$

Può anche calcolarsi il rapporto di amplificazione di tensione, da base a base, dello stadio in oggetto: esso è il modulo del rapporto $\overline{E}_{b2}/\overline{E}_{b1}$ e può dedursi dalla (7) ponendo $\overline{J}_{b2} = \overline{E}_{b2}/r_{b2}$, $\overline{J}_{b1} = \overline{E}_{b1}/r_{b1}$. Si ottiene:

$$b) \qquad \frac{\overline{E}_{b2}}{r_{b2}} = -A_{corr} \frac{\overline{E}_{b2}}{r_{b1}} \ , \qquad \frac{\overline{E}_{b2}}{\overline{E}_{b1}} = -\frac{r_{b2}}{r_{b1}} A_{corr} \ ,$$

da cui deriva immediatamente:

$$c) \qquad A_{tens} = \frac{E_{b2}}{E_{b1}} = \frac{r_{b2}}{r_{b1}} A_{corr} \ .$$

gura 13, che si riferisce ad un caso particolare ma tipico (11). Ma l'amplificazione di corrente diminuisce anche al crescere oltre un certo limite della frequenza, come è indicato dal tratto a destra della curva di risposta: la causa di tale diminuzione è insita, sopratutto, in quei particolari effetti di ritardo che si manifestano nel meccanismo di regolazione della corrente entro i transistori, di cui si è parlato nel n. 2 del Cap. X. Vedremo nel paragrafo seguente come le frequenze f_1 ed f_2 (*frequenze caratteristiche*) in corrispondenza alle quali l'amplificazione diviene pari al *70%* del suo valore massimo (o, più propriamente pari ad $1/\sqrt{2}$ del valore massimo) dipendono dalla costituzione dell'amplificatore e dalla natura dei transistori usati.

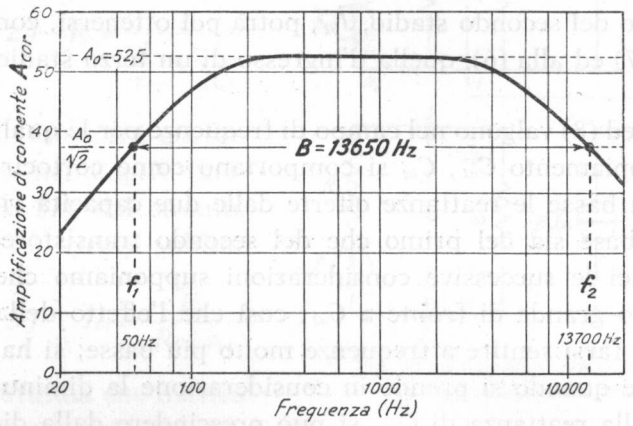


Fig. 13 — Andamento dell'amplificazione di corrente in un amplificatore a resistenza e capacità a transistori.

Possono ripetersi per l'amplificatore a transistori le considerazioni già svolte nel n. 2 per l'amplificatore a tubi in relazione alla *banda passante B*, differenza fra le *frequenze caratteristiche* f_2 ed f_1. Vedremo nel paragrafo seguente alcuni elementi pratici sulla costituzione degli amplificatori mentre nel paragrafo successivo ne daremo la dimostrazione teorica.

6. — Elementi pratici sugli amplificatori a resistenza e capacità attuati con transistori.

Anche per gli amplificatori a resistenza e capacità attuati con transistori (fig. 11) il comportamento al variare della frequenza può deter-

(11) - Lo schema ed il dimensionamento del corrispondente amplificatore saranno indicati nel paragrafo seguente.

minarsi con le curve universali della figura 7 del n. 3, riferendole all'amplificazione di corrente ed allo sfasamento fra $\bar{J}_{b2}$ ed $\bar{J}_{b1}$. Il valore massimo dell'amplificazione di corrente, che diremo ancora A_o, è espresso dalla (6) del paragrafo precedente:

$$(1) \qquad A_o = \frac{J_{b2}}{J_{b1}} = \frac{\beta}{1 + r_{b2}/R_c},$$

dove è:

$$(2) \qquad R_c = \frac{1}{\frac{1}{r_{c1}} + \frac{1}{R_{c1}}}.$$

Dimostreremo nel numero seguente che la frequenza f_1, che delimita inferiormente la banda passante (*frequenza caratteristica inferiore*), è quella frequenza in corrispondenza alla quale la reattanza di C_{a2} eguaglia la serie di R_c ed r_{b2} (cioè $R_c + r_{b2} = 1/2\pi f_1 C_{a2}$); si ha perciò:

$$(3) \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi C_{a2}(R_c + r_{b2})}.$$

Analogamente, dimostreremo che la *frequenza caratteristica superiore* f_2 è legata alla *frequenza di taglio* f_β *del transistore* (Cap. X, n. 12, form. 2) dalla relazione:

$$(4) \qquad f_2 = f_\beta (1 + r_{b2}/R_c) .$$

Coi valori di A_o, f_1 ed f_2 i diagrammi della figura 7 risultano completamente quotati: svolgeremo ora il calcolo dei sopradetti elementi in un esempio pratico di amplificatore, il cui schema è indicato nella figura 14 *a*). L'amplificatore è attuato con transistori *OC75*, operanti nelle condizioni di riposo indicate nella Tav. 4 (Cap. IX, n. 10): $V_{co} = -2$ V, $I_{co} = -3$ mA, $I_{bo} = -20$ μA. In tali condizioni i parametri differenziali hanno i valori $r_b = 1{,}3$ kΩ, $r_c = 8$ kΩ, $\beta = 90$, mentre la *frequenza di taglio* ha il valore $f_\beta = 8$ kHz. Nello schema *b*) della figura 14 sono indicate le tensioni e le correnti continue nei vari punti del circuito; inoltre il partitore per la polarizzazione della base è sostituito dal generatore di f. e. m. $-3{,}36$ V e resistenza 13 kΩ che ha effetto del tutto equivalente. Nel circuito differenziale — che è quello stesso della figura 12 *a*) — la resistenza di 13 kΩ può trascurarsi, in prima approssimazione, di fronte alle resistenze differenziali di base r_{b1}, r_{b2}; si possono pertanto adoperare gli

schemi ridotti b, b') della figura 12 con $R_i = 1{,}2\ \text{k}\Omega$, $r_{b1} = r_{b2} = 1{,}3\ \text{k}\Omega$, $\beta = 90$, $R_c = r_{c1} R_{c1}/(r_{c1} + R_{c1}) = 1{,}8 \cdot 10^3\ \Omega$.

L'amplificazione massima di corrente risulta, per la formula (1), $A_o = 90/(1 + 0{,}72) \cong 52{,}5$. La frequenza caratteristica inferiore f_1 si ottiene dalla (3) ponendo $C_{a2} = 10^{-6}$ F, $R_c = 1{,}8 \cdot 10^3\ \Omega$, $r_{b2} = 1{,}3 \cdot 10^3\ \Omega$ e risulta $f_1 \cong 50$ Hz. La frequenza caratteristica superiore f_2 si ottiene dalla relazione (4) ponendo $f_\beta = 8000$ Hz, $r_{b2}/R_c = 1300/1800 = 0{,}72$; si ottiene così $f_2 = 1{,}72\ f_\beta = 13{,}7 \cdot 10^3$ Hz. Quotando coi valori trovati la curva universale di risposta della figura 7 (n. 2), si ottiene l'andamento dell'amplificazione

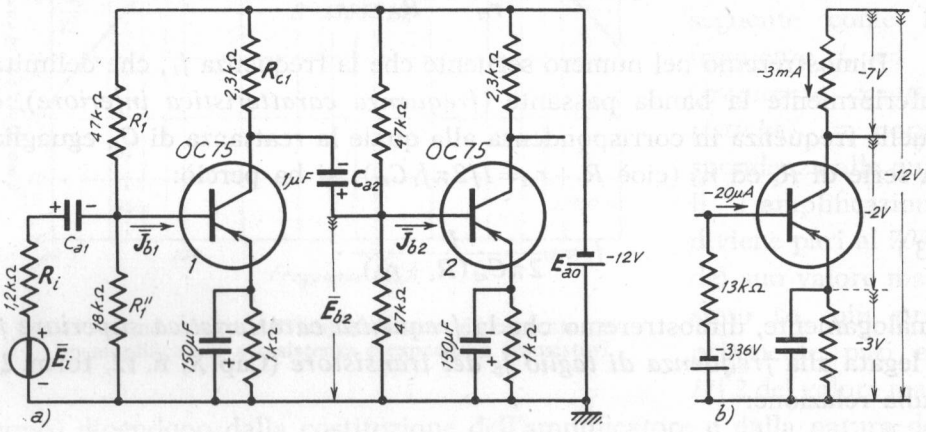


Fig. 14 — Schema quotato di un amplificatore a transistori a resistenza e capacità.

di corrente al variare della frequenza, che è quello indicato dalla curva della figura 13 (n. 5), che si riferisce appunto all'amplificatore ora studiato.

La *banda passante* dell'amplificatore potrebbe agevolmente essere allargata verso le basse frequenze aumentando il valore di C_{a2}; passando da *1* μF a *10* μF si avrebbe, ad esempio, $f_1 \cong 5$ Hz. L'allargamento della banda verso le alte frequenze è più difficile, a meno di non scegliere un nuovo transistore con frequenza di taglio f_β più alta; è facile, invece, abbassare il valore di f_2 disponendo, ad esempio, una capacità di valore conveniente fra la base del secondo transistore e la massa.

Le grosse capacità necessarie per stabilire gli accoppiamenti e sopratutto per shuntare le resistenze di stabilizzazione (*50* μF, *150* μF) sono ottenute con speciali condensatori elettrolitici che — dovendo essere sottoposti a tensioni generalmente assai piccole — possono avere dimen-

sioni piccolissime. Poichè anche i transistori hanno dimensioni molto piccole, tutto l'apparecchio risulta di mole molto ridotta se si ha l'avvertenza di mantenere piccoli anche gli altri componenti circuitali, come i resistori: i metodi di *miniaturizzazione* degli apparati elettronici hanno grande importanza in moltissime applicazioni e ad essi è rivolta un'interessante branca della tecnica elettronica.

7. — Giustificazione delle proprietà degli amplificatori a resistenza e capacità a transistori.

Con riferimento allo schema *a*) della figura 12, supponiamo che la frequenza del segnale sia tale che la reattanza di C_{a2} sia trascurabile mentre, per il valore più grande di C_{a1}, non sia necessario tener conto della relativa reattanza. In tali condizioni lo schema *b*) della figura 12 rimane inalterato mentre lo schema *b'*) deve essere completato nel modo indicato nella figura 15 *a*).

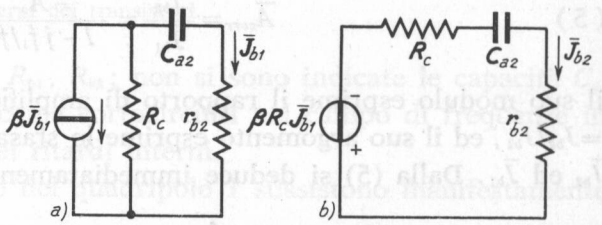


Fig. 15 — Modificazione del circuito *b'*) della figura 12 per tener conto dell'effetto della reattanza di C_{a2} alle basse frequenze.

La parte del circuito a sinistra di C_{a2} può essere considerata un generatore avente corrente di cortocircuito $\beta\bar{J}_{o1}$ e resistenza interna R_c; la sua f. e. m. è, pertanto, $\bar{E}_{eq}=\beta\bar{J}_{b1}R_c$, per cui lo schema può essere ridisegnato nel modo indicato nella figura 15 *b*). Dato il verso prescelto per $\bar{J}_{b2}$ ed il segno della f. e. m. (derivante dal verso di $\beta\bar{J}_{b1}$), l'espressione di $\bar{J}_{b2}$ risulta:

$$(1)\qquad \bar{J}_{b2}=\frac{-\beta R_c \bar{J}_{b1}}{R_c+r_{b2}+\dfrac{1}{j\omega C_{a2}}};$$

dividendo numeratore e denominatore per (R_c+r_{b2}) e successivamente per R_c, si ottiene:

$$(2)\qquad \bar{J}_{b2}=\frac{-\bar{J}_{b1}\dfrac{\beta R_c}{R_c+r_{b2}}}{1+\dfrac{1}{j\omega C_{a2}(R_c+r_{b2})}}=\frac{-\bar{J}_{b1}\dfrac{\beta}{1+r_{b2}/R_c}}{1+\dfrac{1}{j\,2\pi f C_{a2}(R_c+r_{b2})}}.$$

Osserviamo che la frazione al numeratore è l'amplificazione di corrente calcolata considerando C_{a2} come un cortocircuito (n. 5) e che abbiamo chiamato A_o (n. 6, form. 1); posto, poi, in relazione alla formula (3) del n. 6:

$$(3) \qquad \frac{1}{C_{a2}(R_c + r_{b2})} = 2\pi f_1 ,$$

la (2) si scriverà:

$$(4) \qquad \bar{J}_{b2} = \frac{-A_o \bar{J}_{b1}}{1 - j\dfrac{f_1}{f}} .$$

Consideriamo l'*amplificazione di corrente complessa*:

$$(5) \qquad \bar{A}_{corr} = \frac{\bar{J}_{b2}}{\bar{J}_{b1}} = \frac{-A_o}{1 - jf_1/f} ;$$

il suo modulo esprime il rapporto di amplificazione di corrente, $A_{corr} = J_{b2}/J_{b1}$, ed il suo argomento esprime lo sfasamento $\pi + \theta$ fra le correnti $\bar{J}_{b2}$ ed $\bar{J}_{b1}$. Dalla (5) si deduce immediatamente:

$$(6) \qquad A_{corr} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + f_1^2/f^2}} , \qquad tang\,\theta = \frac{f_1}{f} ,$$

formule in tutto analoghe alla (6) e (7) del n. 4. Le relazioni (6), insieme con le formule:

$$(7) \qquad A_o = \frac{\beta}{1 + r_{b2}/R_c} , \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi C_{a2}(R_c + r_{b2})} ,$$

determinano — per quanto riguarda le correnti di base — il comportamento dell'amplificatore a transistori alle basse frequenze; le curve, corrispondenti alle *basse* frequenze, della figura 7 (n. 4) sono appunto le loro rappresentazioni grafiche. Naturalmente per $f = f_1$ risulta $A_{corr} = A_o/\sqrt{2}$, $\theta = \pi/4$.

Al crescere della frequenza, nelle formule precedenti f_1/f tende a zero, per cui A_{corr} finisce per divenire uguale ad A_o, mentre θ si annulla, così che lo sfasamento diviene uguale a π. Ma, crescendo la frequenza oltre un certo limite, assumono via, via più importanza gli effetti di ritardo interno dei transistori. Per tenerne conto occorre modificare i cir-

cuiti differenziali della figura 12, adottando per i quadripoli differenziali equivalenti uno degli schemi all'uopo introdotti nel Cap. X, n. 12: usando lo schema *a*) della relativa figura X, 36 ([12]), il circuito differenziale risulta quello della figura 16, dove è stata trascurata (come già si è fatto nel n. 5)

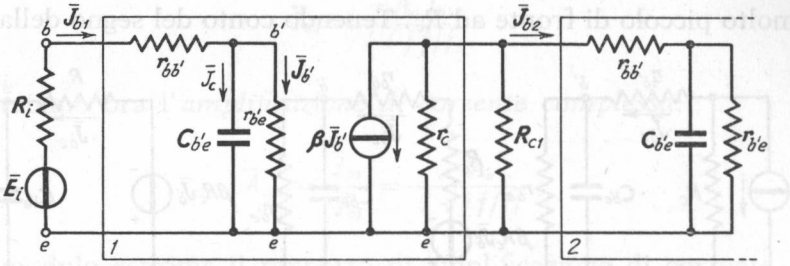


Fig. 16 — Circuito differenziale che rende conto degli effetti dei ritardi interni dei transistori.

l'esistenza delle resistenze R_{b1}, R_{b2}; non si sono indicate le capacità C_{a1} e C_{a2}, che si comportano come cortocircuiti nel campo di frequenze in cui sussistono gli effetti dei ritardi interni.

Nel circuito d'ingresso del quadripolo 1 sussistono manifestamente le seguenti eguaglianze:

$$(8) \qquad \bar{J}_{b1}=\bar{J}_c+\bar{J}_{b'} \quad , \quad \frac{\bar{J}_c}{j\omega C_{b'e}}=\bar{J}_{b'}\, r_{b'e} \ ,$$

da cui si deduce:

$$(9) \qquad \bar{J}_{b'}=\frac{\bar{J}_{b1}}{1+j\omega C_{b'e}\, r_{b'e}} \ .$$

Nel n. 12 del Cap. X (form. 2) si è considerata la frequenza f_β in corrispondenza alla quale la reattanza di $C_{b'e}$ è pari ad $r_{b'e}$; introducendo la espressione $f_\beta = 1/(2\pi r_{b'e} C_{b'e})$ nella (9) e ponendo $\omega = 2\pi f$, si ottiene immediatamente:

$$(10) \qquad \bar{J}_{b'}=\frac{\bar{J}_{b1}}{1+jf/f_\beta} \ .$$

([12]) - Con ciò si trascura l'effetto di interazione fra collettore e base e la capacità parassita di collettore; l'imprecisione che ne deriva nei casi pratici non è tale da modificare apprezzabilmente i risultati. La maggiore accuratezza che si otterrebbe usando lo schema della figura X, 37, non è tale da giustificare la complicazione assai maggiore nei calcoli.

Il circuito d'uscita del quadripolo 1 e d'entrata del quadripolo 2 (fig. 16) può ridisegnarsi nel modo indicato nella figura 17 *a*) dove, al posto di r_c ed R_{c1} è sostituita la resistenza R_c parallelo delle due (n. 6, form. 2); operando, allora, come nella figura 15 si ottiene subito il circuito *b*) della figura 17, che si riduce a quello *c*) osservando che, in tutti i casi pratici, $r_{bb'}$ è molto piccolo di fronte ad R_c. Tenendo conto del segno della f. e. m

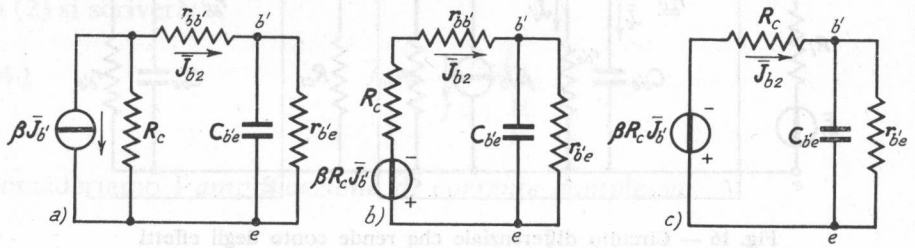


Fig. 17 — Successive semplificazioni del circuito della figura 16.

del generatore e del verso prescelto come positivo per $\bar{J}_{b2}$, si ottiene subito:

$$(11) \qquad \bar{J}_{b2} = \frac{-\beta R_c \bar{J}_{b'}}{R_c + \dfrac{1}{\dfrac{1}{r_{b'e}} + j\omega r_{b'e} C_{b'e}}} = \frac{-\beta R_c \bar{J}_{b'}}{R_c + \dfrac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{b'e}}};$$

dividendo numeratore e denominatore per R_c ed osservando che è $r_{b'e} C_{b'e} = 1/f_\beta$ ed $\omega = 2\pi f$, dopo alcuni passaggi si ottiene:

$$(12) \qquad \bar{J}_{b2} = \frac{-\beta (1 + j f/f_\beta) \bar{J}_{b'}}{1 + \dfrac{r_{b'e}}{R_c} + j \dfrac{f}{f_\beta}}.$$

Occorre ora dividere il numeratore ed il denominatore per $(1 + r_{b'e}/R_c)$ ed osservare che $\beta/(1 + r_{b'e}/R_c)$ è l'espressione di A_o (n. 6, form. 1); si giunge allora alla seguente relazione:

$$(13) \qquad \bar{J}_{b2} = \frac{-A_o (1 + j f/f_\beta) \bar{J}_{b'}}{1 + j \dfrac{f}{f_\beta} \dfrac{1}{1 + r_{b'e}/R_c}}.$$

Sostituendo in questa formula l'espressione (10) di $\bar{J}_{b'}$, si ha:

$$(14) \qquad \bar{J}_{b2} = \frac{-A_o \bar{J}_{b1}}{1 + \dfrac{f}{f_\beta} \dfrac{1}{1 + r_{b'e}/R_c}}.$$

Posto infine:

$$f_2 = f_\beta (1 + r_{b'e}/R_c) \tag{15}$$

si ottiene:

$$\bar{J}_{b2} = \frac{-A_o \bar{J}_{b1}}{1 + j f/f_2} . \tag{16}$$

Consideriamo ora l'*amplificazione di corrente complessa*:

$$\bar{A}_{corr} = \frac{\bar{J}_{b2}}{\bar{J}_{b1}} = \frac{-A_o}{1 + j f/f_2} ; \tag{17}$$

il suo modulo esprime il rapporto di amplificazione di corrente, $A_{corr} = J_{b2}/J_{b1}$, ed il suo argomento esprime lo sfasamento $\pi + \theta$ fra le correnti $\bar{J}_{b2}$ ed $\bar{J}_{b1}$. Dalla (17) si ottiene immediatamente:

$$\bar{A}_{corr} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + f^2/f_2^2}} \quad , \quad tang\,\theta = -\frac{f}{f_2} , \tag{18}$$

formule in tutto analoghe alle (13) e (14) del n. 4. Le relazioni (18), insieme con le espressioni (7) di A_o e (15) di f_2, determinano il comportamento dell'amplificatore a transistori nel campo di frequenze in cui sono avvertiti gli effetti di ritardo entro i transistori; le curve, relative alle *alte* frequenze, della figura 7 (n. 4) sono la loro rappresentazione grafica. Notiamo che per f assai minore di f_2 risulta praticamente $A_{corr} = A_o$, $\theta = 0$: ciò accade nel campo delle frequenze centrali e delle frequenze basse della banda passante dell'amplificatore; per $f = f_2$ risulta, naturalmentemente, $A_{corr} = A_o/\sqrt{2}$.

Nell'espressione della *frequenza caratteristica superiore* f_2 di solito si considera, al posto di $r_{b'c}$, la resistenza differenziale di base, r_b, che in realtà sarebbe uguale ad $r_{bb'} + r_{b'e}$; il valore di $r_{bb'}$ è, peraltro, normalmente così piccolo di fronte ad $r_{b'c}$ che la sostituzione non causa errore apprezzabile. Si assume, quindi:

$$f_2 = f_\beta \left(1 + \frac{r_b}{R_c}\right) \tag{19}$$

come si è fatto nei paragrafi 5 e 6.

8. — **Amplificatori a trasformatore attuati con tubi.**

Comportamento abbastanza simile a quello degli amplificatori a resistenza e capacità è manifestato dagli *amplificatori a trasformatore*, nei quali il collegamento fra uno stadio di amplificazione e l'altro è attuato mediante un trasformatore.

Lo schema di un siffatto amplificatore attuato con tubi elettronici è indicato nella figura 18 *a*): l'impedenza di carico del tubo 1 è costituita

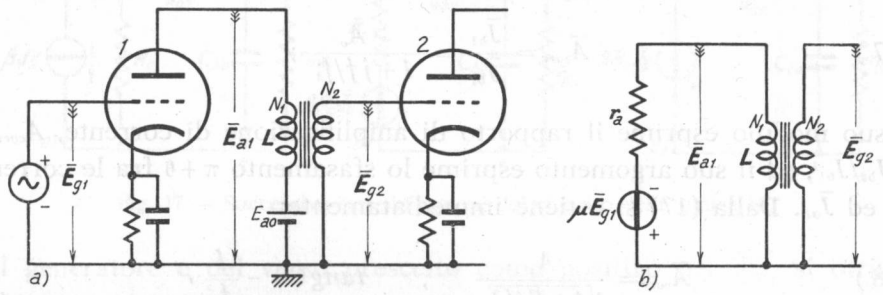


Fig. 18 — Amplificatore per audiofrequenze a trasformatore.

dall'avvolgimento primario del trasformatore, il cui secondario è applicato alla griglia del tubo 2. Poichè tale griglia, durante il funzionamento, ha sempre tensione negativa di fronte al catodo, nel suo circuito non circola corrente e perciò il secondario del trasformatore si può considerare aperto. Il circuito differenziale dell'amplificatore — trascurando la resistenza dell'avvolgimento primario, di solito, assai piccola — ha allora lo schema *b*) della figura 18 ([13]).

Se L è l'induttanza dell'avvolgimento primario ed ω la pulsazione del segnale, l'espressione simbolica della corrente alternata anodica risulta:

$$(1) \qquad \bar{J}_{a1} = \frac{\mu \bar{E}_{g1}}{r_a + j\omega L} \; ;$$

l'espressione simbolica della differenza di potenziale alternata fra placca

---

([13]) - Per il generatore differenziale equivalente del tubo si è usato lo schema *serie*, ma nulla cambierebbe se si usasse lo schema parallelo. Per quanto riguarda il circuito di riposo dell'amplificatore non c'è, manifestamente, nulla di particolare da rilevare.

e catodo sarà, pertanto:

$$(2) \qquad \overline{E}_{a1} = -j\omega L \cdot \overline{J}_{a1} = -j\omega L \frac{\mu \overline{E}_{g1}}{r_a + j\omega L} = \frac{-\mu \overline{E}_{g1}}{1 + \dfrac{r_a}{j\omega L}} .$$

Il modulo di $\overline{E}_{a1}$ esprime l'ampiezza E_{a1} della tensione alternata anodica che si ha ai morsetti primari del trasformatore. Se N_1, N_2 sono i numeri delle spire degli avvolgimenti primario e secondario, l'ampiezza della tensione secondaria (che è, poi, il segnale d'uscita del primo stadio e d'entrata del secondo) risulta $E_{g2} = E_{a1} \cdot N_2/N_1$ ed ha perciò l'espressione:

$$(3) \qquad E_{g2} = \frac{\mu E_{g1}}{\sqrt{1 + r_a^2/\omega^2 L^2}} \frac{N_2}{N_1} .$$

Il *rapporto di amplificazione* del primo stadio — inteso come rapporto fra le ampiezze E_{i2}, E_{i1} dei segnali d'uscita e d'entrata — risulta:

$$(4) \qquad A = \frac{E_{i2}}{E_{i1}} = \frac{\mu N_2/N_1}{\sqrt{1 + r_a^2/\omega^2 L^2}} .$$

Come si vede, il rapporto di amplificazione varia con la frequenza; generalmente, però — scegliendo trasformatori con forte valore di L e tubi con basso valore di r_a (di solito triodi) — si fa in modo che, nel campo delle frequenze di lavoro, la reattanza ωL sia molto maggiore di r_a, così che il rapporto $r_a^2/\omega^2 L^2$ sia trascurabile di fronte ad 1. In tali condizioni, l'amplificazione assume la semplice espressione seguente:

$$(5) \qquad A_o \cong \mu \frac{N_2}{N_1}$$

che è indipendente dalla frequenza.

Nel campo di frequenze in cui ωL è molto maggiore di r_a l'amplificazione è, dunque, costante ed ha il valore (5); per frequenze più basse, però, l'amplificazione è minore e diminuisce al diminuire della frequenza. Notiamo dalla formula (4) che per $\omega L = r_a$ (cioè per $f = 1/2\pi L r_a$) il rapporto di amplificazione diviene uguale ad $A_o/\sqrt{2} \cong 0{,}7\, A_o$.

Per frequenze relativamente alte — in cui certamente ωL è molto maggiore di r_a — la validità della (5) è infirmata dalla presenza delle capacità interelettrodiche dei tubi, delle capacità distribuite del trasformatore e delle reattanze di dispersione del medesimo; ne risulta una di-

minuzione di amplificazione alle frequenze *alte*, come negli amplificatori a resistenza e capacità, complicata peraltro da un possibile innalzamento in corrispondenza ad un particolare campo di frequenze in cui si manifestano effetti di risonanza fra capacità ed induttanza ([14]).

La figura 19 mostra l'andamento tipico dell'amplificazione alle varie frequenze (*curva di risposta*); l'amplificazione, relativamente costante in una zona centrale della gamma acustica, cade alle basse ed alle alte frequenze, passando però attraverso ad un massimo che corrisponde all'accennata risonanza.

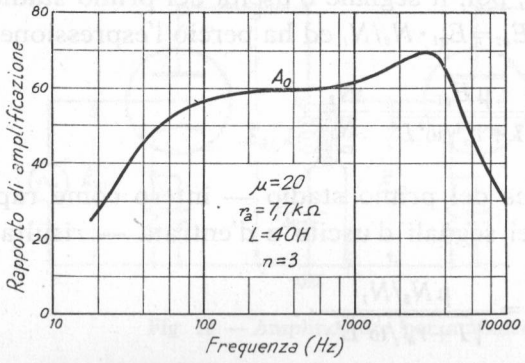


Fig. 19 — Curva di risposta tipica di un amplificatore per frequenze acustiche a trasformatore.

L'amplificatore a trasformatore è equivalente a quello a resistenza e capacità; ma il maggior costo, dovuto al trasformatore, e la minore uniformità di amplificazione alle varie frequenze rendono generalmente preferibile l'amplificatore a resistenza.

Nell'attuazione degli amplificatori a trasformatore la parte più delicata è il trasformatore il quale deve avere grande induttanza primaria (dell'ordine di $40 \div 50$ H), piccole capacità distribuite e, naturalmente, piccole perdite. Ciò comporta la necessità di usare rapporti di trasformazione non troppo alti ($n=2 \div 5$); si trovano in commercio trasformatori di questo tipo, detti *intervalvolari*, adatti ai vari tipi di tubi.

9. — **Amplificatori a trasformatore attuati con transistori.**

Nella figura 20 è indicato il collegamento a trasformatore fra due stadi di amplificazione a transistori. Per semplicità si è fatto astrazione dal modo con cui il segnale è applicato alla base del transistore 1 (a

([14]) - Si veda, in proposito, il comportamento di un trasformatore in funzione della frequenza, delineato nel n. 6 del Cap. III (fig. 12).

capacità, a trasformatore); si sono invece indicati i sistemi di polarizzazione delle basi (a partitore) e di stabilizzazione (con resistenza in serie all'emettitore). La presenza dei condensatori C_{e1}, C_b, C_{e2} — scelti sufficientemente grandi da potersi considerare altrettanti cortocircuiti alle frequenze di lavoro — fa sì che, per le componenti alternative i punti M, M', M'' possano ritenersi direttamente collegati a massa. In tali condizioni il circuito differenziale dell'amplificatore risulta quello indicato nella figura 21 *a*).

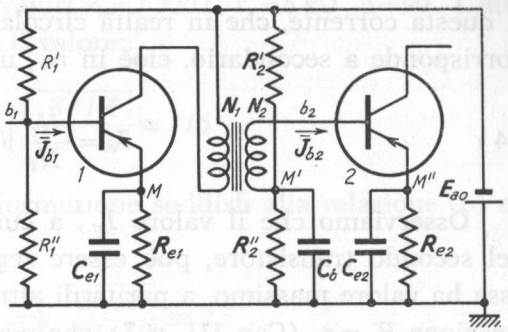


Fig. 20 — Collegamento a trasformatore fra due stadi di amplificazione a transistori.

In tutti i casi pratici, il trasformatore è scelto in maniera tale che la reattanza dell'avvolgimento secondario, nel campo di frequenze di lavoro, sia molto maggiore di r_{b2}; quando si è in tali condizioni (Cap. III, n. 6), al trasformatore chiuso sulla resistenza r_{b2} può sostituirsi una resistenza equivalente R_{c1}, legata ad r_{b2} ed al rapporto di trasformazione N_1/N_2 dalla relazione:

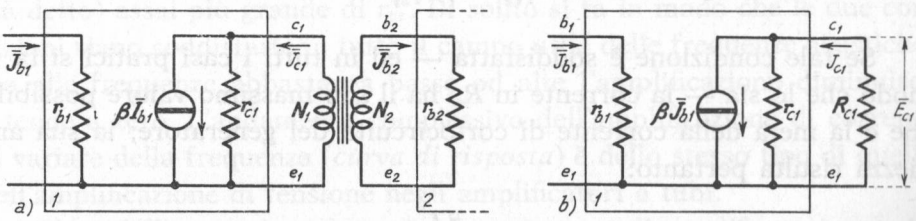


Fig. 21 — Circuito differenziale dell'amplificatore della figura 20.

$$(1) \qquad R_{c1} = \frac{N_1^2}{N_2^2}\, r_{b2} \ .$$

Lo schema risultante è quello indicato nella figura 21 *b*); da esso si ricava subito l'ampiezza E_{c1} della tensione ai capi di R_{c1}:

$$(2) \qquad E_{c1} = \frac{\beta J_{b1}}{\dfrac{1}{r_{c1}} + \dfrac{1}{R_{c1}}} = \frac{\beta r_{c1} R_{c1} J_{b1}}{R_{c1} + r_{c1}} \ ,$$

e l'ampiezza J_{c1} della corrente che in essa circola:

$$(3) \qquad J_{c1} = \frac{E_{c1}}{R_{c1}} = \frac{\beta r_{c1} J_{b1}}{R_{c1} + r_{c1}} .$$

A questa corrente, che in realtà circola nel primario del trasformatore, corrisponde a secondario, cioè in r_{b2}, una corrente di ampiezza:

$$(4) \qquad J_{b2} = \frac{N_1}{N_2} J_{c1} .$$

Osserviamo che il valore J_{c1}, a cui è legata la corrente d'ingresso del secondo transistore, può essere regolata variando il valore di R_{c1}; essa ha valore massimo, a parità di altre circostanze, se è soddisfatta la relazione $R_{c1} = r_{c1}$ (Cap. III, n. 7), che per la (1) si scriverà:

$$(5) \qquad \frac{N_1^2}{N_2^2} r_{b2} = r_{c1} ,$$

da cui si deduce:

$$(6) \qquad \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{r_{c1}}{r_{b2}}} .$$

Se tale condizione è soddisfatta — ed in tutti i casi pratici si fa in modo che lo sia — la corrente in R_{c1} ha il suo massimo valore possibile, che è la metà della corrente di cortocircuito del generatore; la sua ampiezza risulta pertanto:

$$(7) \qquad J_{c1} = \frac{\beta J_{o1}}{2} ,$$

a cui corrisponde per la corrente di r_{b2} (form. 4) l'ampiezza:

$$(8) \qquad J_{b2} = \frac{N_1}{N_2} \frac{\beta J_{b1}}{2} = \sqrt{\frac{r_{c1}}{r_{b2}}} \frac{\beta J_{b1}}{2} .$$

Da questa relazione è immediatamente ricavabile il *rapporto di amplificazione di corrente* dello stadio, che risulta:

$$(9) \qquad A_{corr} = \frac{J_{b2}}{J_{b1}} = \frac{\beta}{2} \sqrt{\frac{r_{c1}}{r_{b2}}} .$$

Per dare un aspetto concreto alle considerazioni precedenti consideriamo un amplificatore, del tipo della figura 20, attuato con transistori *OC75*, operanti nelle condizioni di riposo indicate nella Tav. 4 del Cap. IX (n. 10): $V_{co} = -2\,\text{V}$, $I_{co} = -3\,\text{mA}$, $I_{bo} = -20\,\mu\text{A}$; in tali condizioni i parametri differenziali hanno i valori $r_b = 1{,}3\,\text{k}\Omega$, $r_c = 8\,\text{k}\Omega$, $\beta = 90$. L'amplificazione di corrente ha allora il valore:

$$A_{corr} = \frac{90}{2}\sqrt{\frac{8 \cdot 10^3}{1{,}3 \cdot 10^3}} \cong 115\ , \tag{10}$$

purchè, però, il rapporto di trasformazione soddisfi alla relazione (6) ed abbia perciò il valore:

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{r_{c1}}{r_{b2}}} = \sqrt{\frac{8 \cdot 10^3}{1{,}3 \cdot 10^3}} \cong 2{,}5\ . \tag{11}$$

Naturalmente i risultati valgono solamente se i segnali sono abbastanza piccoli così che sia lecito l'uso del circuito differenziale: la frequenza dei segnali deve poi essere abbastanza bassa rispetto alla *frequenza di taglio* dei transistori usati, ma abbastanza elevata affinchè la reattanza dell'avvolgimento secondario del trasformatore sia (come si è già detto) assai più grande di r_{b2}. Di solito si fa in modo che le due condizioni siano soddisfatte in tutto il campo utile delle frequenze acustiche; ma alle frequenze abbastanza basse od alte l'amplificazione diminuisce e tende a zero. L'andamento complessivo dell'amplificazione di corrente al variare della frequenza (*curva di risposta*) è dello stesso tipo di quello dell'amplificazione di tensione negli amplificatori a tubi.

L'uso dell'accoppiamento a trasformatore negli amplificatori per piccoli segnali a transistori, assai diffuso in passato, tende a ridursi a vantaggio dell'accoppiamento a resistenza e capacità, sopratutto a causa dell'ingombro e del costo relativamente elevato del trasformatore.

10. — Cenni sull'amplificazione video: compensazione in alta frequenza degli amplificatori a resistenza.

Si chiama *amplificatore video* un amplificatore capace di operare correttamente in una gamma di frequenze che si estende da pochi hertz a vari megahertz; il nome *video* deriva dal fatto che esso ha trovato la sua prima e più comune applicazione per i segnali televisivi (*segnali video*).

Gli amplificatori video sono normalmente costituiti da un certo numero di stadi di amplificazione *a resistenza e capacità*, del tipo stesso che abbiamo già studiato in questo capitolo, ma con accorgimenti atti ad ampliarne la banda passante ([15]). Abbiamo visto nel n. 2 e successivamente che negli amplificatori a resistenza e capacità a tubi (fig. 2) l'amplificazione varia al variare della frequenza coll'andamento indicato nella figura 5 (*curva di risposta*); il suo valore massimo A_o ha l'espressione:

$$(1) \qquad A_o = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = g_m R_p \ ,$$

dove R_p è il parallelo di r_a, R_c, R_g. Le due *frequenze caratteristiche*, f_1 ed f_2, che delimitano la banda passante sono legate agli elementi del circuito dalle formule (4) del n. 3, che qui riscriviamo:

$$(2) \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi C_a R_s} \quad , \quad f_2 = \frac{1}{2\pi C R_p} \ ,$$

dove è $R_s = R_g + r_a R_c/(r_a + R_c)$ e $C = C_u + C_d + C_i$.

Nell'intento di rendere la banda passante così larga da consentire l'amplificazione uniforme per tutte le frequenze che interessano il segnale video, occorre operare con valori di C_a ed R_g molto grandi, così che f_1 risulti sufficientemente piccolo, e con valori di R_p e di C molto piccoli, così che f_2 risulti sufficientemente grande. Per soddisfare quest'ultima condizione si adoperano sempre pentodi, scegliendo tipi che abbiano le più piccole capacità parassite ed inoltre si fa assumere ad R_p (parallelo di r_a, R_c, R_g) un valore piccolo quanto si vuole (nonostante l'alto valore di R_g ed r_a) scegliendo opportunamente piccola la resistenza R_c.

Occorre, peraltro, notare che diminuendo il valore di R_p per aumentare il valore di f_2 (e quindi allargare la banda verso le frequenze alte), diminuisce il valore di A_o (form. 1), a meno di non aumentare g_m in proporzione. Fino ad un certo limite ciò è possibile adoperando speciali pentodi (detti *pentodi televisivi*) nei quali g_m raggiunge valori molto alti, dell'ordine di *10* mA/V: detti pentodi sono poi realizzati in modo da avere capacità parassite molto piccole.

Comunque si operi, peraltro, se si vuole amplificazione uniforme fino

([15]) - Lo studio dell'amplificatore video — qui limitato a pochi cenni — è svolto diffusamente nel Vol. III.

a frequenze di vari megahertz, i bassi valori di R_p che si devono usare portano inevitabilmente ad ottenere bassi valori di A_o (per esempio, dell'ordine di $10 \div 20$). Se quindi è necessario disporre di amplificazione relativamente forte (ad esempio, dell'ordine di $10^4 \div 10^5$) occorre adoperare molti stadi di amplificazione in cascata. Ma con ciò si va incontro a nuove difficoltà derivanti dal fatto che *all'aumentare del numero n degli stadi di amplificazione la banda passante complessiva si restringe*: difatti in

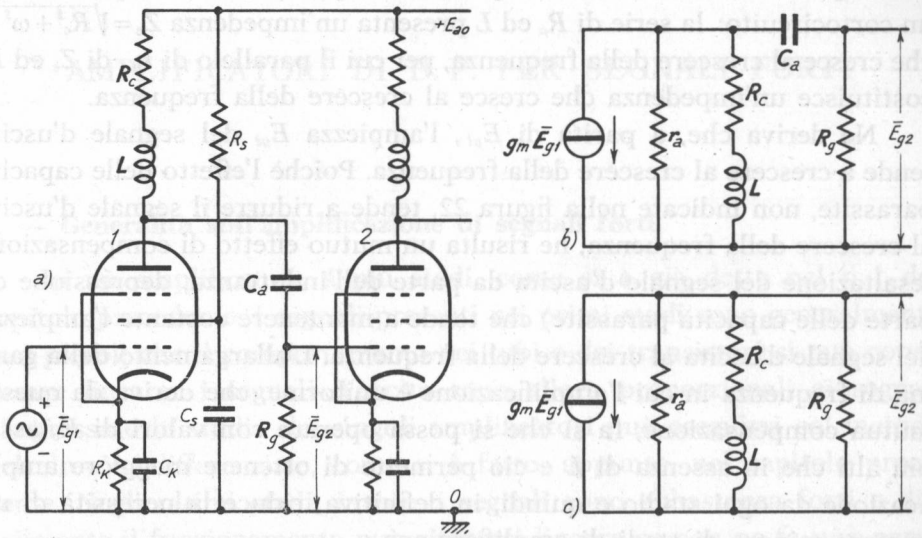


Fig. 22 — Compensazione in alta frequenza dell'amplificatore a resistenza e capacità.

un amplificatore costituito da n stadi uguali l'amplificazione complessiva A_c è $A_c = A^n$, che ha il valore $A_{co} = A_o^n$ al centro della banda ed:

$$\left(\frac{A_o}{\sqrt{2}}\right)^n = \frac{A_{co}}{2^{n/2}}, \tag{3}$$

in corrispondenza alle frequenze caratteristiche f_1 ed f_2 di ciascuno stadio. Ne deriva dunque che la banda passante dell'amplificatore ad n stadi — definita, al solito, come scarto fra le frequenze a cui corrisponde una amplificazione $A_{co}/\sqrt{2}$ — è più stretta di quella di un singolo stadio.

Per rimediare alle varie difficoltà accennate si introduce nello schema dell'amplificatore una variante consistente nell'aggiunta di piccole induttanze che hanno effetto compensante nei riguardi delle capacità paras-

site: la modificazione si chiama *compensazione in alta frequenza* dell'amplificatore. Un tipo di compensazione molto usato è indicato nella figura 22 *a*) e consiste nell'introduzione in serie alla resistenza R_c di una induttanza L la cui reattanza, alle più alte frequenze di lavoro, sia dello stesso ordine di grandezza della reattanza delle capacità parassite. L'effetto dell'aggiunta dell'induttanza può essere compreso esaminando il circuito differenziale *b*) della figura 22, che si riduce allo schema *c*) tenendo presente che alle alte frequenze la capacità C_a si comporta come un cortocircuito: la serie di R_c ed L presenta un'impedenza $Z_c = \sqrt{R_c^2 + \omega^2 L^2}$ che cresce al crescere della frequenza, per cui il parallelo di r_a, di Z_c ed R_g costituisce un'impedenza che cresce al crescere della frequenza.

Ne deriva che, a parità di E_{g1}, l'ampiezza E_{g2} del segnale d'uscita tende a crescere al crescere della frequenza. Poichè l'effetto delle capacità parassite, non indicate nella figura 22, tende a ridurre il segnale d'uscita al crescere della frequenza, ne risulta un mutuo effetto di compensazione (esaltazione del segnale d'uscita da parte dell'induttanza, depressione da parte delle capacità parassite) che tende a mantenere costante l'ampiezza del segnale d'uscita al crescere della frequenza. L'allargamento della gamma di frequenza in cui l'amplificazione è uniforme, che deriva da questa mutua compensazione, fa sì che si possa operare con valori di R_c assai più alti che in assenza di L e ciò permette di ottenere maggiore amplificazione da ogni stadio e quindi, in definitiva, riduce la necessità di un numero minore di stadi di amplificazione.

Effetti analoghi si ottengono anche disponendo piccole induttanze in serie al conduttore che collega uno stadio al successivo (cioè in serie ai condensatori di accoppiamento C_a); la combinazione dei due metodi consente poi di ottenere risultati ancora migliori.

CAPITOLO XII

AMPLIFICATORI DI B. F. PER SEGNALI FORTI

1. — **Generalità sull'amplificazione di segnali forti.**

In un amplificatore a più stadi, come si è già detto nel n. 1 del capitolo precedente, i segnali presenti nei primi stadi sono generalmente così piccoli che il comportamento dei tubi e dei transistori si può considerare lineare: i segnali d'uscita sono allora proporzionali ai segnali d'ingresso e lo studio dei singoli amplificatori può eseguirsi col metodo del circuito differenziale, come si è fatto, appunto, nel capitolo precedente. Negli ultimi stadi, invece, i segnali sono abbastanza forti e difficilmente il funzionamento può ritenersi lineare se non ne fa una particolare verifica; nello stadio finale, destinato a fornire il segnale all'utilizzatore con la necessaria potenza, i segnali possono poi essere così ampi (specialmente quando si voglia ottenere la piena potenza) da dar luogo a distorsioni intollerabili se non si usano particolari avvertenze.

Ci occuperemo in questo capitolo degli amplificatori operanti con segnali forti, del tipo di bassa frequenza (B. F.), come nel capitolo precedente, prendendo in considerazione dapprima il problema delle distorsioni, poi quello del conferimento di potenza all'utilizzatore nelle migliori condizioni di rendimento e di bassa distorsione.

2. — **Distorsione non lineare.**

Abbiamo visto nel Cap. X (n. 6) che per giudicare sulla maggiore o minore linearità di funzionamento degli amplificatori ci si vale della co-

struzione della *caratteristica mutua dinamica* (nel caso dei tubi) e della *caratteristica di regolazione dinamica* (nel caso dei transistori).

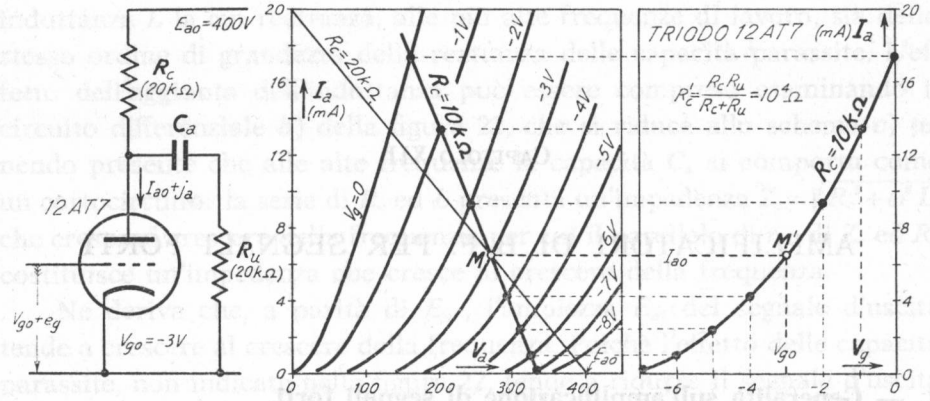


Fig. 1 — Costruzione della caratteristica mutua dinamica di un amplificatore a resistenza e capacità, attuato con un triodo.

Nella figura 1 è mostrata la costruzione della caratteristica mutua dinamica di un amplificatore a resistenza e capacità a triodo (Cap. X, n. 6,

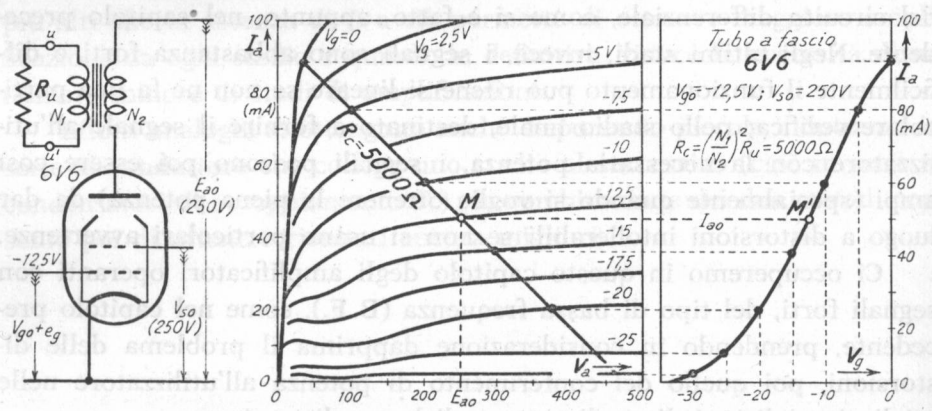


Fig. 2 — Costruzione della caratteristica mutua dinamica di un amplificatore a trasformatore, attuato con un tubo a fascio.

fig. 17); nella figura 2 è compiuta l'identica costruzione per un amplificatore a trasformatore attuato con tubo a fascio (Cap. X, n. 6, fig. 18); nella figura 3, infine, è eseguita la costruzione della caratteristica dina-

mica di regolazione di un amplificatore impiegante un transistore *p-n-p* (Cap. X, n. 6, fig. 18). Notiamo che le caratteristiche dinamiche ottenute,

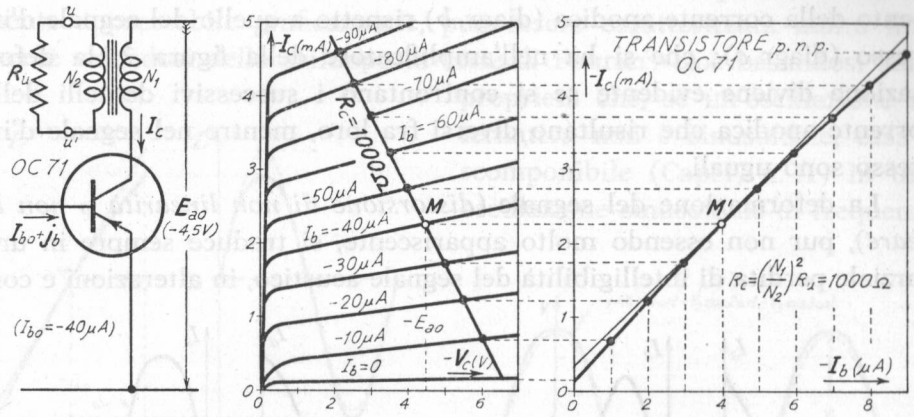


Fig. 3 — Costruzione della caratteristica di regolazione dinamica di un amplificatore a trasformatore, attuato con un transistore.

mentre in un ristretto intorno del punto di riposo M' possono essere considerate rettilinee, nella loro totalità sono curvilinee; scegliendo altri valori di resistenze ed altri tipi di tubi o transistori, le caratteristiche dinamiche risulterebbero diverse, ma non cambierebbe l'andamento curvilineo generale, che dipende essenzialmente dalla particolare struttura delle varie famiglie di caratteristiche statiche.

In conseguenza della curvatura delle caratteristiche dinamiche mutue o di regolazione, la corrente di collettore dei tubi e transistori (e quindi la tensione d'uscita) non riproduce esattamente la forma

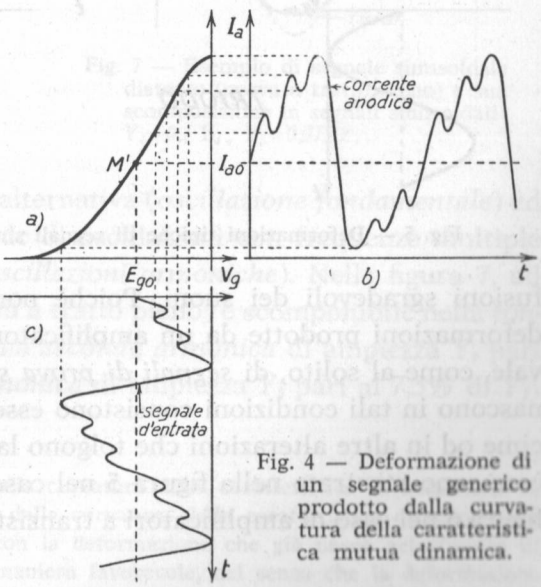


Fig. 4 — Deformazione di un segnale generico prodotto dalla curvatura della caratteristica mutua dinamica.

del segnale d'ingresso. A titolo di esempio, nella figura 4, valendosi della caratteristica mutua dinamica della figura 2 (fig. 4 *a*), è mostrata, col metodo già indicato nel Cap. V (n. 5, fig. 25), la modificazione dell'andamento della corrente anodica (diagr. *b*) rispetto a quello del segnale d'ingresso (diagr. *c*), che si ha nell'amplificatore della figura 2; la deformazione diviene evidente se si confrontano i successivi dentelli della corrente anodica che risultano diversi fra loro, mentre nel segnale d'ingresso sono uguali.

La deformazione del segnale (*distorsione di non linearità* o *non lineare*), pur non essendo molto appariscente, si traduce sempre in una parziale perdita di intelligibilità del segnale acustico, in alterazioni e con-

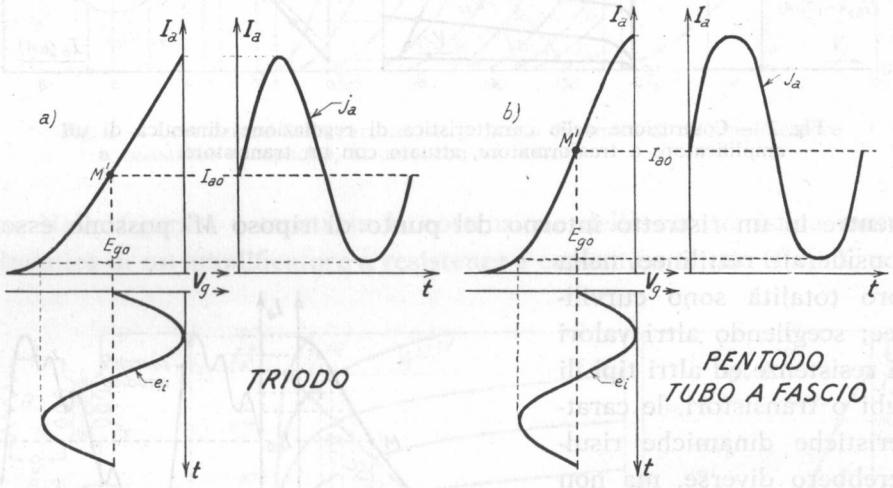


Fig. 5 — Deformazioni tipiche di segnali sinusoidali in amplificatori a tubi.

fusioni sgradevoli dei suoni. Poichè non sarebbe possibile studiare le deformazioni prodotte da un amplificatore su un segnale qualsiasi, ci si vale, come al solito, di *segnali di prova sinusoidali*. Le deformazioni che nascono in tali condizioni consistono essenzialmente in smussature delle cime od in altre alterazioni che tolgono la simmetria delle due semionde; esse sono mostrate nella figura 5 nel caso di amplificatori a tubi e nella figura 6 nel caso di amplificatori a transistori (1). Le deformazioni indicate

(1) - Nel caso degli amplificatori a transistori occorre osservare che se la f. e. m. del generatore del segnale è sinusoidale, la corrente di base non è più esattamente sinusoidale

sono tipiche e risultano sempre presenti: varia soltanto la loro entità in dipendenza delle condizioni di funzionamento del tubo o del transistore.

La distorsione dalla forma sinusoidale, anche se piccola è difficilmente apprezzabile graficamente, può essere caratterizzata molto finemente valendosi dello sviluppo in serie di Fourier; cioè basandosi sulla proprietà che, se un'oscillazione alternativa non è sinusoidale, essa è scomponibile (Cap. I, n. 11) in una oscillazione sinusoidale di frequenza

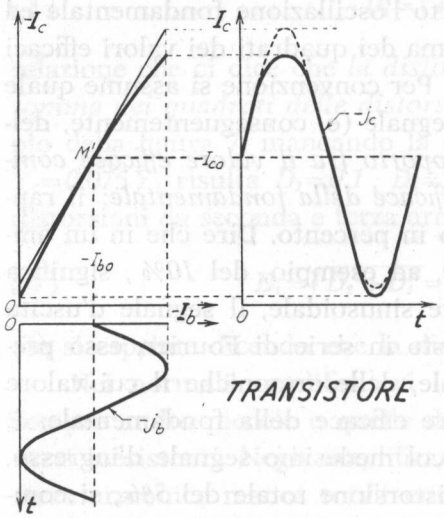


Fig. 6 — Deformazione tipica di un segnale sinusoidale che si riscontra in un amplificatore a transistori.

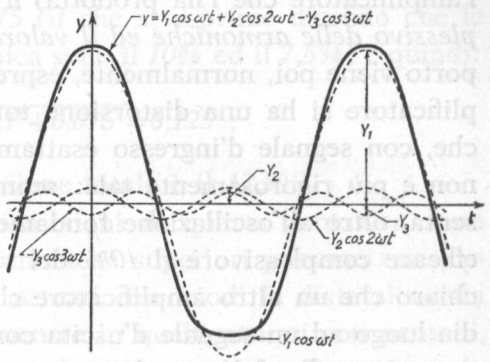


Fig. 7 — Esempio di segnale sinusoidale distorto (curva a tratto pieno) e sua scomposizione in segnali sinusoidali: $Y_2 = 0{,}1\ Y_1$, $Y_3 = 0{,}075\ Y_1$.

uguale a quella dell'oscillazione alternativa (*oscillazione fondamentale*) ed in un numero più o meno grande di oscillazioni con frequenze multiple di quella della fondamentale (*oscillazioni armoniche*). Nella figura 7, ad esempio, il segnale distorto (curva a tratto pieno) è scomponibile nella *fondamentale*, di ampiezza Y_1, in una *seconda armonica* di ampiezza Y_2 pari al *10%* di Y_1 ed in una *terza armonica* di ampiezza Y_3 pari al *7,5%* di Y_1.

---

a causa della deformazione prodotta dalla curvatura della caratteristica di base (Cap. X, n. 3, fig. 8). La deformazione introdotta dalla curvatura della caratteristica di regolazione dinamica (fig. 6) si combina pertanto con la deformazione che già nasce nel circuito di base: ma la combinazione avviene in maniera favorevole, nel senso che la deformazione complessiva risulta parzialmente ridotta. In definitiva la distorsione della corrente di collettore rispetto alla f. e. m. prodotta dal generatore del segnale risulta inferiore a quanto potrebbe desumersi dalla figura 6.

Poichè, per ipotesi, il segnale d'ingresso dell'amplificatore è sinusoidale, *l'esistenza di armoniche nel segnale in uscita è un chiaro indice della presenza della distorsione e l'entità delle armoniche può costituire un criterio quantitativo per la misura della distorsione stessa.* L'entità delle armoniche viene convenzionalmente misurata dal loro valore efficace complessivo: esso è il valore efficace dell'oscillazione residua che si ottiene sottraendo dal segnale distorto l'oscillazione fondamentale ed è uguale alla radice quadrata della somma dei quadrati dei valori efficaci delle singole armoniche (Cap. I, n. 11 *a*). Per convenzione si assume quale misura della *distorsione totale* di un segnale (e, conseguentemente, dell'amplificatore che l'ha prodotta) *il rapporto fra il valore efficace complessivo delle armoniche ed il valore efficace della fondamentale*: il rapporto viene poi, normalmente, espresso in percento. Dire che in un amplificatore si ha una distorsione totale, ad esempio, del *10%*, significa che, con segnale d'ingresso esattamente sinusoidale, il segnale d'uscita non è più rigorosamente tale: scomposto in serie di Fourier, esso presenta, oltre all'oscillazione fondamentale, delle armoniche il cui valore efficace complessivo è il *10%* del valore efficace della fondamentale. È chiaro che un altro amplificatore che, col medesimo segnale d'ingresso, dia luogo ad un segnale d'uscita con distorsione totale del *5%*, si comporterà meglio del precedente, non soltanto con segnali d'ingresso sinusoidali, ma con qualsiasi altro segnale di effettivo impiego.

Una valutazione quantitativa più accurata della *distorsione armonica* (come si chiama, appunto, la distorsione che stiamo trattando) si ha considerando separatamente l'entità delle singole armoniche: due amplificatori di pari distorsione totale hanno, in pratica, effetto distorcente diverso sui segnali reali se in uno prevale la seconda armonica e nell'altro la terza. Per questo motivo si considerano separatamente i rapporti fra i valori efficaci delle singole armoniche ed il valore efficace della fondamentale e si denominano rispettivamente *distorsione da seconda armonica, distorsione da terza armonica*, ecc. Supponiamo che la scomposizione in serie di Fourier del segnale distorto conduca ad una *fondamentale* di valore efficace $Y_{1eff}\,(=Y_1/\sqrt{2})$ e di armoniche successive $Y_{2eff}\,(=Y_2/\sqrt{2})$, $Y_{3eff}\,(=Y_3/\sqrt{2})$, $Y_{4eff}\,(Y_4/\sqrt{2})$; le espressioni delle distorsioni da seconda armonica, D_2, da terza armonica, D_3, e da quarta armonica, D_4, sono:

$$(1) \qquad D_2=\frac{Y_{2eff}}{Y_{1eff}}=\frac{Y_2}{Y_1}\ , \quad D_3=\frac{Y_{3eff}}{Y_{1eff}}=\frac{Y_3}{Y_1} \qquad D_4=\frac{Y_{4eff}}{Y_{1eff}}=\frac{Y_4}{Y_1}\ .$$

La distorsione totale corrispondente ha l'espressione:

$$(2) \qquad D_t = \frac{\sqrt{Y_{2eff}^2 + Y_{3eff}^2 + Y_{4eff}}}{Y_{1eff}} = \sqrt{\frac{Y_2^2}{Y_1^2} + \frac{Y_3^2}{Y_1^2} + \frac{Y_4^2}{Y_1^2}} \; ;$$

se ne deduce, pertanto, dalle (1):

$$(3) \qquad D_t = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} \; ,$$

relazione che ci dice che *la distorsione totale è la radice quadrata della somma dei quadrati delle distorsioni delle singole armoniche.* Nell'esempio della figura 7, mancando la quarta armonica ed essendo $Y_2 = 0{,}1\, Y_1$, $Y_3 = 0{,}075\, Y_1$ risulta $D_2 = 0{,}1$, $D_3 = 0{,}075$ (il che si esprime dicendo che le distorsioni da seconda e terza armonica sono il *10%* ed il *7,5%*) e quindi:

$$(4) \qquad D_t = \sqrt{D_2^2 + D_3^2} = \sqrt{0{,}1^2 + 0{,}075^2} = 0{,}125 \; ;$$

ciò si esprime dicendo che la distorsione totale è il *12,5%*.

Nei normali amplificatori le distorsioni di quarta armonica sono sempre molto piccole e quelle da armoniche superiori possono considerarsi inesistenti. Negli amplificatori attuati con triodi la distorsione da terza armonica manca totalmente, mentre in quelli attuati con pentodi, tubi a fascio e transistori esiste, in varia misura, sia la distorsione da seconda armonica, sia da terza armonica, sia da quarta. Le singole distorsioni e la distorsione totale sono normalmente determinate sperimentalmente mediante speciali apparecchi detti rispettivamente *analizzatori armonici* e *distorsiometri* (2); si può, peraltro, giungere alla loro determinazione con un metodo analitico e grafico (che sarà visto nel paragrafo seguente), il quale consente di mostrare il legame fra l'entità delle varie armoniche e la forma delle caratteristiche dinamiche mutue o di regolazione.

Poichè lo scopo degli amplificatori che stiamo studiando è quello di amplificare segnali a frequenza fonica, interessa la reazione dell'orecchio umano alla distorsione armonica: una vasta ricerca a carattere empirico condotta a questo proposito ha mostrato che gli amplificatori i quali, a parità di distorsione totale, presentano più rilevante la distorsione di

(2) - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. X, n. 5 (Ed. C. Cursi, Pisa).

terza armonica, danno luogo ad una riproduzione più sgradevole al nostro orecchio e ad un'intelligibilità minore degli altri. L'esperienza dimostra poi che *la distorsione è del tutto inapprezzabile al nostro orecchio quando la distorsione totale non supera il 5%, purchè la terza armonica non intervenga per più del 2%*; è poi in genere tollerata anche una distorsione fino al $7 \div 10\%$. Nell'attuazione degli amplificatori per frequenze foniche si cerca perciò di ottenere la voluta erogazione di potenza con una distorsione totale non superiore al *5%*, accettando una distorsione maggiore in corrispondenza alle momentanee *punte* dell'ampiezza del segnale acustico. La potenza erogata in tali condizioni suole dirsi *indistorta*: così, quando si asserisce che un certo amplificatore ha, ad esempio, una *potenza di uscita indistorta* di *20* W, significa che in tale condizione di funzionamento la distorsione totale non supera il *5%*.

3. — Determinazione analitica e grafica della distorsione non lineare introdotta da un amplificatore.

Il problema delle distorsioni negli amplificatori, su cui abbiamo trattato diffusamente nel numero precedente, può essere approfondito per via analitica servendosi di uno sviluppo matematico che conduce a risultati molto importanti per tutta la tecnica elettronica.

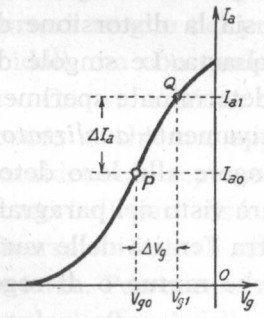


Fig. 8 — Incremento di I_a dovuto all'incremento di V_g.

Consideriamo un amplificatore a tubo la cui caratteristica mutua dinamica sia la curva indicata nella figura 8 (3) e sia $P(V_{g0}, I_{a0})$ il punto di funzionamento a riposo: se $I_a = f(V_g)$ è l'equazione della curva, nel punto P si avrà $I_{a0} = f(V_{g0})$. Supponiamo di far variare la tensione di griglia V_g dal valore V_{g0} ad un valore $V_{g1} = V_{g0} + \Delta V_g$; il punto di funzionamento passa in Q e la corrente assume un nuovo valore $I_{a1} = f(V_{g0} + \Delta V_g)$. Per lo sviluppo in serie di Taylor, il nuovo valore I_{a1} della corrente anodica può scriversi:

$$(1) \quad f(V_{g0} + \Delta V_g) = f(V_{g0}) + \Delta V_g f'(V_{g0}) + \frac{\Delta V_g^2}{2!} f''(V_{g0}) + \frac{\Delta V_g^3}{3!} f'''(V_{g0}) + \dots .$$

(3) - In maniera analoga si potrebbe procedere per un amplificatore a transistori operando sulla caratteristica dinamica di regolazione.

Per semplicità di scrittura, indichiamo le successive derivate di $f(V_g)$, calcolate per $V_g=0$ e divise per il fattoriale dell'ordine di derivazione, con le successive lettere dell'alfabeto, a, b, c, d, ...; lo sviluppo (1) diviene allora:

$$(2) \qquad I_{a1}=I_{ao}+a\,\Delta V_g+b\,\Delta V_g^2+c\,\Delta V_g^3+d\,\Delta V_g^4+\dots\ .$$

Trasportando I_{ao} nel primo membro e notando che $I_{a1}-I_{ao}$ indica l'incremento ΔI_a subito dalla corrente anodica (fig. 8), la (2) può scriversi:

$$(3) \qquad \Delta I_a=a\,\Delta V_g+b\,\Delta V_g^2+c\,\Delta V_g^3+d\,\Delta V_g^4+\dots\ .$$

Supponiamo ora che la variazione ΔV_g subita dalla tensione di griglia derivi dall'applicazione di un segnale e_i, così che a ciascun istante si abbia $\Delta V_g=e_i$; la variazione ΔI_a della corrente anodica diviene allora:

$$(4) \qquad \Delta I_a=a\,e_i+b\,e_i^2+c\,e_i^3+d\,e_i^4+\dots\ .$$

Per il computo delle distorsioni si opera, come sappiamo (n. 2), con un segnale sinusoidale $e_i=E_i\,sen\,\omega t$; sostituendo questo valore nella (4), limitandoci a considerare i soli primi quattro termini della serie, pienamente sufficienti per il calcolo delle distorsioni, si ottiene:

$$(5) \qquad \Delta I_a=a\,E_i\,sen\,\omega t+b\,E_i^2\,sen^2\omega t+c\,E_i^3\,sen^3\omega t+d\,e_i^4\,sen^4\omega t\ .$$

Poichè valgono le seguenti identità trigonometriche:

$$(6) \qquad sen^2\omega t=\frac{1-cos\,2\omega t}{2}=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\,sen\left(2\omega t-\frac{\pi}{2}\right),$$

$$(7) \qquad sen^3\omega t=\frac{3}{4}\,sen\,\omega t-\frac{1}{4}\,sen\,3\omega t\ ,$$

$$(8) \qquad sen^4\omega t=\frac{3}{8}+\frac{1}{2}\,sen\left(2\omega t-\frac{\pi}{2}\right)+\frac{1}{8}\,sen\left(4\omega t+\frac{\pi}{2}\right),$$

l'espressione (5) può scriversi:

$$(9) \qquad \Delta I_a=I_o+I_1 sen\omega t+I_2 sen\left(2\omega t-\frac{\pi}{2}\right)+I_3 sen\,3\omega t+I_4 sen\left(4\omega t+\frac{\pi}{2}\right),$$

dove si sono fatte le seguenti posizioni:

$$(10) \qquad \begin{cases} I_o=\dfrac{b}{2}E_i^2+\dfrac{3d}{8}E_i^4 \quad ; \quad I_1=a\,E_i+\dfrac{3c}{4}E_i^3\ , \\ I_2=\dfrac{b}{2}E_i^2+\dfrac{d}{2}E_i^4 \quad ; \quad I_3=\dfrac{c}{4}E_i^3 \quad ; \quad I_4=\dfrac{d}{8}E_i^4\ . \end{cases}$$

Dalle formule (9) e (10) appare che, per effetto della curvatura della caratteristica mutua dinamica (b, c, d diverse da zero), ad un segnale sinusoidale $e_i = E_i \operatorname{sen} \omega t$ applicato alla griglia, corrisponde una variazione della corrente anodica (dal valore I_{ao}) che comprende una corrente continua I_o (il cui valore dipende da b e d e dalle potenze pari di E_i), una componente alternativa sinusoidale alla frequenza fondamentale di ampiezza I_1 (il cui valore dipende da a, c e dalle potenze dispari di E_i), una seconda armonica di ampiezza I_2 (dipendente da b, d e dalle potenze pari di E_i), una terza armonica di ampiezza I_3 (dipendente da c e da E_i^3) ed infine una quarta armonica di ampiezza I_4, dipendente da d e da E^4.

Per ciò che riguarda la tensione d'uscita dell'amplificatore, la corrente continua I_o non esercita alcun effetto e quindi la conseguenza della curvatura della caratteristica mutua dinamica consiste nella nascita di armoniche, di cui già in precedenza si era vista l'origine per via intuitiva (n. 2), e nella mancanza di proporzionalità fra l'ampiezza della componente fondamentale e l'ampiezza E_i del segnale (4); l'insieme costituisce la *distorsione non lineare.*

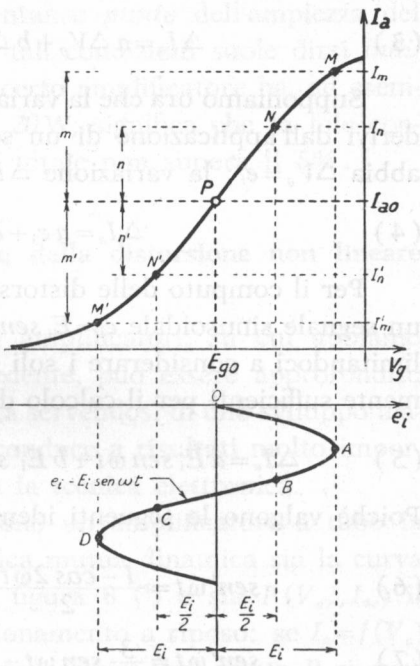


Fig. 9 — Metodo grafico per ricavare le distorsioni dalla caratteristica mutua dinamica.

DETERMINAZIONE GRAFICA DELLE DISTORSIONI. L'ampiezza delle singole armoniche (e quindi il valore delle distorsioni) può essere determinata graficamente dalla caratteristica mutua del tubo valendosi delle formule da noi ricavate. Si parte dallo sviluppo (4) limitato ai primi quattro termini:

$$(11) \qquad \Delta I_a = a\, e_i + b\, e_i^2 + c\, e_i^3 + d\, e_i^4 ,$$

e si pongono in esso i valori di e_i corrispondenti a quattro istanti diversi

(4) - La mancanza di proporzionalità appare dalla seconda delle formule (10).

ed i valori relativi di ΔI_a ricavati per via grafica dalla caratteristica mutua dinamica. Si ottengono in tal modo quattro equazioni del tipo (11) con quattro incognite, a, b, c, d, che formano un sistema facilmente risolubile; dai valori di a, b, c, d in tal modo ricavati sono poi ottenibili i valori di I_1, I_2, I_3, I_4 per mezzo delle formule (10).

Il procedimento pratico è il seguente: disegnata la caratteristica mutua dinamica ed il diagramma della tensione di entrata $e_i = E_i \operatorname{sen} \omega t$ (come è fatto nella figura 9) si scelgono i quattro istanti, indicati in figura dai punti $ABCD$, in corrispondenza ai quali la tensione e_i ha i valori E_i, $1/2E_i$, $-1/2E_i$, $-E_i$. Si determinano i valori della corrente anodica corrispondenti I_m, I_n, I_n', I_m': si calcolano poi le differenze:

$$(12)\qquad \begin{cases} I_m - I_{ao} = m \quad , \quad I_n - I_{ao} = n \ , \\ I_m' - I_{ao} = -m' \ , \quad I_n' - I_{ao} = -n' \ , \end{cases}$$

che rappresentano gli incrementi ΔI_a corrispondenti ai quattro incrementi E_i, $1/2E_i$, $-1/2E_i$, $-E_i$ dati alla tensione di griglia dal valore E_{go}. Per ogni coppia di incrementi corrispondenti della tensione di griglia e della corrente anodica si può scrivere un'equazione del tipo (12) e si ottiene così il seguente sistema di 4 equazioni nelle quattro incognite a, b, c, d:

$$(13)\qquad \begin{cases} m = a E_i + b E_i^2 + c E_i^3 + d E_i^4 \ , \\ n = \frac{a}{2} E_i + \frac{b}{4} E_i^2 + \frac{c}{8} E_i^3 + \frac{d}{16} E_i^4 \ , \\ -n' = -\frac{a}{2} E_i + \frac{b}{4} E_i^2 - \frac{c}{8} E_i^3 + \frac{d}{16} E_i^4 \ , \\ -m' = -a E_i + b E_i^2 - c E_i^3 + d E_i^4 \ . \end{cases}$$

Risolvendo tale sistema e sostituendolo nelle formule (10) i valori trovati per a, b, c, d si ottiene:

$$(14)\qquad \begin{cases} I_1 = \frac{(m+m') + (n+n')}{3} \ , \\ I_2 = \frac{m - m'}{4} \ , \\ I_3 = \frac{2(n+n') - (m+m')}{6} \ , \\ I_4 = \frac{(m-m') - 4(n-n')}{12} \ . \end{cases}$$

Da tali formule sono immediatamente ricavabili le distorsioni:

$$(15)\qquad \begin{cases} D_2 = \dfrac{I_2/\sqrt{2}}{I_1/\sqrt{2}} = \dfrac{I_2}{I_1} = \dfrac{3}{4}\,\dfrac{m-m'}{(m+m')+(n+n')}\,, \\ D_3 = \dfrac{I_3}{I_1} = \dfrac{1}{2}\,\dfrac{2(n+n')-(m+m')}{(m+m')+(n+n')}\,, \\ D_4 = \dfrac{I_4}{I_1} = \dfrac{1}{4}\,\dfrac{(m-m')-4(n-n')}{(m+m')+(n+n')}\,. \end{cases}$$

Osserviamo che sia nel numeratore, sia nel denominatore di queste frazioni compaiono tutte grandezze lette sulla scala delle ordinate della caratteristica mutua dinamica; alterando tutte le grandezze nello stesso rapporto la frazione non cambia e quindi m, n, m', n' possono essere lette con una qualsiasi scala, in particolare in millimetri con un doppio decimetro. Il calcolo delle distorsioni può quindi anche essere fatto direttamente sul diagramma della figura 9, che pure non è quotato: nel caso particolare della figura 9, essendo praticamente $m=m'$, $n=n'$, risulta $D_2=D_4=0$; non è invece nulla D_3 che risulta $D_3=5{,}5\cdot 10^{-2}$.

Se si pensa alla genesi della caratteristica mutua dinamica dalla costruzione della retta di carico (n. 2, figg. 1-2), è agevole comprendere che i valori di m, m', n, n' possono essere anche ricavati direttamente sulla retta di carico senza passare attraverso alla costruzione della caratteristica mutua dinamica. Considerazioni del tutto simili valgono per gli amplificatori a transistori.

4. — Generalità sugli amplificatori di potenza.

Le considerazioni svolte nei paragrafi precedenti sono particolarmente importanti per i cosidetti *amplificatori di potenza.*

Si è accennato più volte che nel processo di amplificazione si ha sempre una conversione di potenza *continua,* proveniente dall'alimentatore, in potenza *alternativa* (potenza propria del segnale d'uscita): conversione che si effettua in conseguenza della regolazione della corrente, prodotta dal tubo o dal transistore sotto il comando del segnale (tensione o corrente) applicato all'elettrodo regolatore (griglia o base). Tale conversione di potenza si ha in ogni stadio di un amplificatore (Cap. XI, n. 1), ma solo nell'ultimo stadio, destinato ad alimentare l'utilizzatore (ad es., l'altoparlante), lo scopo fondamentale è proprio lo sfruttamento di tale

potenza: è in tali condizioni che si parla di *amplificazione di potenza* e di *amplificatori di potenza.*

Il tipo di amplificatore che, in bassa frequenza, si presta più opportunamente a trasferire potenza nell'utilizzatore, nelle migliori condizioni di rendimento e di bassa distorsione, è quello a trasformatore, indicato schematicamente nella figura 10. In esso la resistenza R_u rappresenta

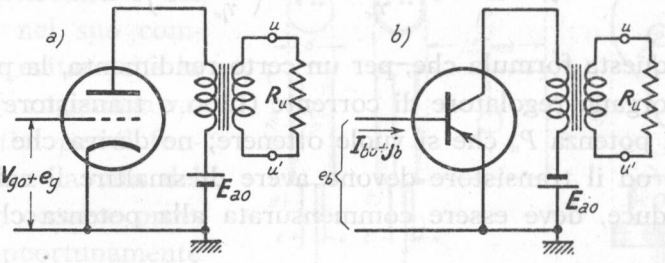


Fig 10 — Schemi base degli amplificatori di potenza per bassa frequenza.

l'utilizzatore (5) che, tramite il trasformatore, riceve potenza nella voluta forma alternativa, la quale proviene dall'alimentatore E_{ao}; nella conversione di energia — che si effettua nel tubo o nel transistore sotto il comando della tensione di griglia e_g o della corrente di base j_b — si ha (come in tutti i sistemi di conversione di potenza, meccanici, elettrici, ecc.) una dissipazione di energia, per cui non tutta l'energia erogata dall'alimentatore è ceduta all'utilizzatore. L'energia perduta è dissipata in calore entro il tubo od il transistore, prescindendo da una piccola parte dissipata entro il trasformatore, generalmente di un ordine di grandezza trascurabile di fronte alla precedente.

Negli amplificatori di potenza (come in ogni sistema di conversione di potenza) si deve, dunque, considerare il rendimento con cui avviene la conversione di potenza (*rendimento di conversione*): esso è espresso (spesso in percento) dal rapporto fra la potenza P_u fornita alla resistenza di utilizzazione e la potenza P_{ao} ceduta dall'alimentatore:

$$(1) \qquad \eta_c = \frac{P_u}{P_{ao}} .$$

(5) - La resistenza R_u rende conto di ogni dissipazione di energia entro l'utilizzatore; così, nell'altoparlante, R_u rende conto sia dell'erogazione di energia sonora nello spazio, sia delle perdite ohmiche.

I valori del rendimento di conversione η_c dipendono dal modo con cui l'amplificatore è fatto funzionare e saranno visti nei vari casi; in ogni caso, comunque, è certo che per ottenere una determinata potenza utile P_u occorre la cessione da parte dell'alimentatore di una potenza maggiore $P_{ao} = P_u/\eta_c$, di cui viene dissipata nel tubo o nel transistore la parte:

$$(2) \qquad P_p = P_{ao} - P_u = \frac{P_u}{\eta_c} - P_u = \left(\frac{1}{\eta_c} - 1\right) P_u \ .$$

Appare da questa formula che, per un certo rendimento, la potenza dissipata nell'organo regolatore di corrente (tubo o transistore) è proporzionale alla potenza P_u che si vuole ottenere; ne deriva che l'attitudine che il tubo od il transistore devono avere di smaltire il calore che in essi si produce, deve essere commensurata alla potenza che si vuole ottenere.

Si è visto nello studio del diodo (Cap. VI, n. 13) — e le medesime proprietà valgono per gli altri tubi elettronici — che la dissipazione di potenza è dovuta all'urto degli elettroni contro la placca: questa deve, perciò, essere costruita in modo da poter dissipare il calore che su di essa si genera per l'urto degli elettroni. Per piccole potenze il problema non è grave e le placche sono costruite con semplice lamierino di nichel; ma, per potenze superiori a qualche watt, speciali accorgimenti devono essere adottati per favorire lo smaltimento di calore: le placche vengono munite di alette che ne accrescano la superficie irradiante, sono annerite e formate con materiali capaci di resistere alle alte temperature (grafite, molibdeno, tantalio). Nei tubi per grandi potenze (fino a centinaia di kW) si ricorre all'uso dei cosidetti *anodi esterni*: la placca viene a costituire una parte dell'involucro stesso del tubo ed è formata da un tubo di rame, chiuso da una parte e saldato all'altra al bulbo di vetro che racchiude e sostiene gli altri elettrodi. Il raffreddamento della placca è ottenuto mediante ventilazione forzata o mediante circolazione d'acqua oppure mediante evaporazione d'acqua. Nel primo caso il cilindro anodico è munito di uno speciale radiatore ad alette che viene lambito da una corrente d'aria prodotta da un ventilatore; nel secondo caso il cilindro di rame è circondato da una camicia metallica (da esso isolata) che lascia attorno alla placca un intercapedine in cui circola acqua. Il terzo metodo sfrutta la proprietà fisica che l'evaporazione, anche di modeste quantità d'acqua, assorbe grandi quantità di calore: il cilindro anodico è immerso

in un bagno d'acqua che viene portato all'ebollizione dal calore prodotto dal tubo stesso e non supera così mai la temperatura di *100°* C.

Nei transistori la dissipazione di potenza avviene prevalentemente nella giunzione base-collettore e si traduce in un riscaldamento del collettore in particolare e del transistore nel suo complesso: per evitare che la temperatura raggiunga valori proibitivi per il funzionamento e la vita del transistore, occorre provvedere opportunamente allo smaltimento del calore. I piccoli transistori cilindrici (fig. 11 *a*), destinati a potenze esigue, sono raffreddati per convenzione dall'aria che lambisce l'involucro; risultati migliori si ottengono munendo i transistori di alette di lamierino metallico, che li avvolgono strettamente e che sono fissate al pannello metallico (fig. 11 *b*), così da dar luogo a raffreddamento per conduzione. I transistori destinati a potenze di qualche watt, o decine di watt, hanno l'involucro esterno che è termicamente ed elettricamente connesso col collettore ed ha una forma (di cui un esempio è indicato nella figura 11 *c*) adatta per essere fissata al pannello metallico a mezzo di viti; l'involucro è isolato elettricamente dal pannello metallico (*massa*) con una lastrina di mica od altro dielettrico adatto. Invece che direttamente al pannello, i transistori suddetti possono essere fissati ad appositi *piastre di dissipazione* (di solito in allumino) che, grazie alla particolare struttura ad alette (fig. 12), consentono un più

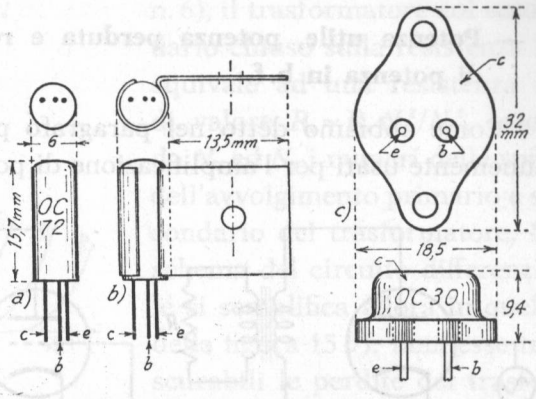


Fig. 11 — Sistemi di raffreddamento per transistori.

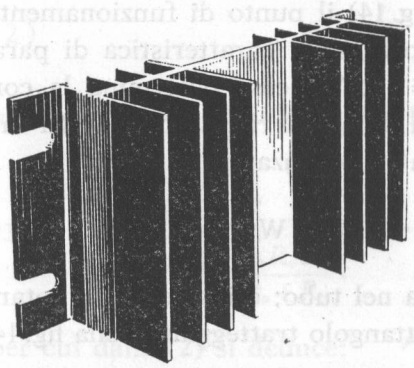


Fig. 12 — Esempio di *piastra di dissipazione* alettata.

efficace raffreddamento a parità di dimensioni d'ingombro ([6]).

Vedremo nel prossimo paragrafo da quali elementi dipendono la potenza utile, la potenza dissipata ed il rendimento di conversione.

5. — Potenza utile, potenza perduta e rendimento negli amplificatori di potenza in b.f.

Come abbiamo detto nel paragrafo precedente, gli schemi più comunemente usati per l'amplificazione di potenza in bassa frequenza sono quelli della figura 10: nella figura 13*a*) è ridisegnato lo schema dell'amplificatore a triodo ([7]).

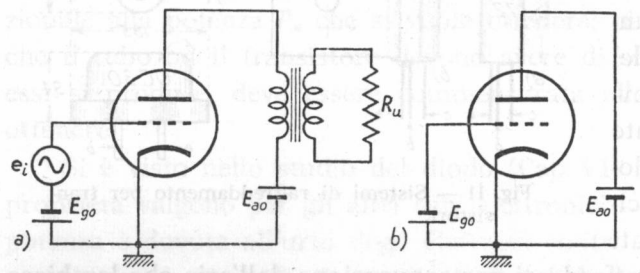


Fig. 13 — Amplificatore di potenza a triodo e suo circuito di riposo.

Supponendo trascurabile la resistenza del primario del trasformatore, il circuito di riposo dell'amplificatore risulta semplicemente quello della figura 13 *b*). Sulla famiglia delle caratteristiche statiche anodiche del tubo (fig. 14) il punto di funzionamento a riposo è il punto M di ascissa E_{ao} posto sulla caratteristica di parametro E_{go} (in figura è $E_{ao}=250$ V, $E_{go}=-45$ V); esso determina la corrente di riposo I_{ao}, che nelle condizioni di figura risulta 60 mA. In tali condizioni l'alimentatore anodico eroga la potenza:

$$(1) \qquad P_{ao}=E_{ao}\,I_{ao}=250\cdot 60\cdot 10^{-3}=15\ \text{W}\ ,$$

la quale risulta completamente dissipata nel tubo; è interessante notare che essa è rappresentata dall'area del rettangolo tratteggiato nella fig. 14.

([6]) - In alcuni casi la piastra di dissipazione è elettricamente collegata al pannello, ed allora il collettore del transistore deve essere elettricamente isolato da essa; in altri casi la piastra è sostenuta con supporti isolanti ed allora il transistore può essere collegato ad essa anche elettricamente.

([7]) - Ci riferiremo ad un amplificatore a triodo, ma lo studio potrebbe essere condotto egualmente se fosse impiegato un pentodo (o tubo a fascio) oppure un transistore.

Per studiare il comportamento dell'amplificatore in presenza della tensione alternata e_i applicata alla griglia, consideriamo dapprima il suo circuito differenziale (fig. 15 *a*): come sappiamo, se sono soddisfatte le note condizioni (Cap. III, n. 6), il trasformatore col secondario chiuso sulla resistenza R_u equivale ad una resistenza R_c di valore $R_c = R_u N_1^2/N_2^2$, essendo N_1 ed N_2 i numeri delle spire dell'avvolgimento primario e secondario del trasformatore. Lo schema del circuito differenziale si semplifica allora in quello della figura 15 *b*): ammesse trascurabili le perdite del trasformatore, la potenza dissipata in R_c equivale a potenza P_u immessa in R_u. Dette j_a ed e_a le componenti alternate della corrente e della tensione anodica ed J_a, E_a le loro ampiezze, la potenza P_u immessa in R_u risulta:

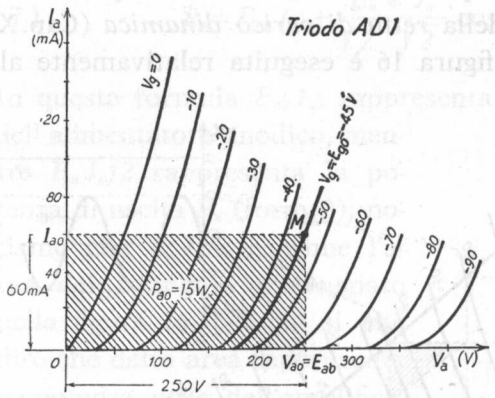


Fig. 14 — In condizioni di riposo (punto *M*) la potenza dell'alimentatore è completamente dissipata nel tubo; essa è rappresentata dall'area del rettangolo tratteggiato.

$$(2) \qquad P_u = \frac{J_a}{\sqrt{2}} \frac{E_a}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} J_a E_a \ ;$$

ma dal circuito *b*) della figura 15 si ottengono agevolmente i valori:

$$(3) \qquad \begin{cases} J_a = \dfrac{\mu E_i}{r_a + R_c}, \\ E_a = R_c J_a = \dfrac{\mu R_c E_i}{r_a + R_c}, \end{cases}$$

per cui dalla (2) si deduce:

$$(4) \qquad P_u = \frac{\mu^2 R_c}{2(r_a + R_c)^2} E_i^2 .$$

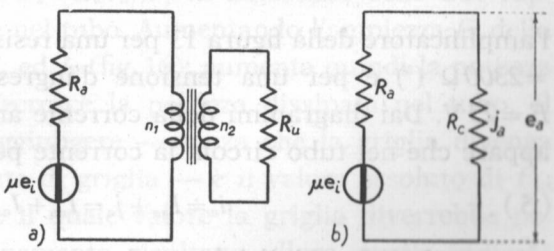


Fig. 15 — Circuito differenziale dell'amplificatore.

Conoscendo R_c, r_a e μ il calcolo di P_u potrebbe agevolmente essere compiuto per ogni valore di E_i. Il calcolo, però, conduce a risultati corretti unicamente quando il comportamento del circuito può consi-

derarsi lineare e ciò avviene solo quando E_i è piccola; ma ad E_i piccola corrisponde piccola potenza P_u (form. 4) e scarso rendimento $\eta_c = P_u/P_{ao}$, e quindi i risultati hanno scarso valore pratico. Nel caso effettivo di segnali ampi, solo lo studio grafico può condurre a risultati probativi: esso si compie col noto metodo della *retta di carico dinamica* (Cap. X, n. 5, fig. 16). La costruzione della figura 16 è eseguita relativamente al-

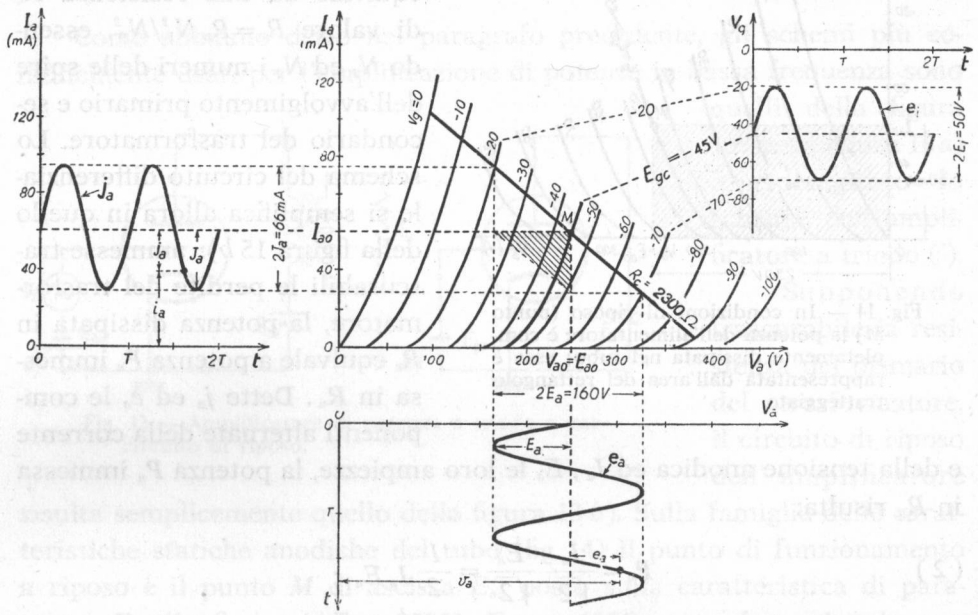


Fig. 16 — Studio grafico dell'amplificazione (Triodo *AD1*). L'area del triangolo tratteggiato rappresenta la potenza utile.

l'amplificatore della figura 13 per una resistenza di carico $R_c = R_u N_1^2/N_2^2 = 2300\ \Omega$ (8) e per una tensione d'ingresso sinusoidale e_i di ampiezza $E_i = 25$ V. Dai diagrammi della corrente anodica e della tensione anodica appare che nel tubo circola la corrente periodica:

$$(5) \qquad i_a = I_{ao} + j_a = I_{ao} + J_a \, sen\, \omega t \ ,$$

mentre ai suoi capi vi è la tensione:

$$(6) \qquad v_a = E_{ao} + e_a = E_{ao} + E_a \, sen\,(\omega t + \pi) \ .$$

(8) - Il valore di $2300\ \Omega$ scelto per R_c è consigliato dal costruttore del tubo in base ai criteri che saranno visti nel n. 6.

In relazione a quanto si è visto nel Cap. I, n. 11 *b*) sulla potenza in regime periodico, la potenza nel tubo (potenza dissipata in calore sulla placca) sarà:

$$(7) \qquad P_p = E_{ao} I_{ao} + \frac{E_a}{\sqrt{2}} \frac{J_a}{\sqrt{2}} \cos\pi = E_{ao} I_{ao} - \frac{1}{2} E_a J_a \ .$$

In questa formula $E_{ao} I_{ao}$ rappresenta la potenza continua, P_{ao}, erogata dell'alimentatore anodico, mentre $E_a J_a/2$ rappresenta la potenza di uscita P_u (form. 2); notiamo che $E_a J_a/2$ esprime l'area del triangolo tratteggiato nella figura 16, per cui si può dire che detta area rappresenta la potenza utile dell'amplificatore. La relazione (7) può scriversi: $P_p = P_{ao} - P_u$, o anche:

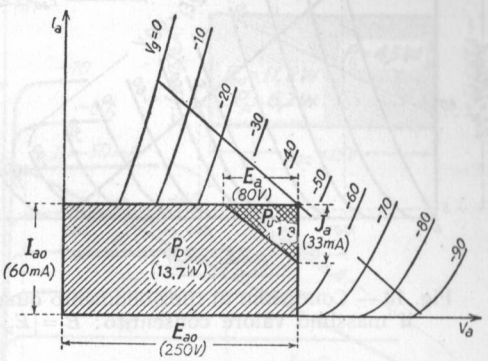


Fig. 17 — L'area del rettangolo rappresenta la potenza P_{ao} (*15* W), quella del triangolo la potenza P_u; la differenza rappresenta la potenza dissipata P_p.

$$(8) \qquad P_{ao} = P_u + P_p \ ,$$

che rappresenta l'equazione energetica dell'amplificatore; essa stabilisce l'eguaglianza fra la potenza ceduta dall'alimentatore e la somma della potenza di uscita e della potenza dissipata nel tubo.

Nella figura 17 l'area del rettangolo rappresenta la potenza $P_{ao} = E_{ao} I_{ao}$, quella del triangolo la potenza $P_u = E_a J_a/2$; la differenza delle due rappresenta la potenza P_p dissipata nel tubo. Aumentando l'ampiezza E_i della tensione d'ingresso, crescono E_a ed J_a (fig. 16); aumenta quindi la potenza utile e corrispondentemente decresce la potenza dissipata nel tubo. Il massimo valore che E_i può raggiungere — senza che la griglia divenga positiva e quindi circoli corrente di griglia — è il valore assoluto di E_{go} (*45* V nel caso in esame), oltre il quale valore la griglia diverrebbe positiva; le condizioni di funzionamento risultano allora quelle indicate nella figura 18. La potenza utile, anche in queste condizioni di massimo, è inferiore a quella dissipata: ma questa è una caratteristica generale, insita nel meccanismo stesso di funzionamento dell'amplificatore. Infatti, poichè la corrente anodica non può mai annullarsi, il massimo valore

che J_a può raggiungere è I_{ao}; d'altra parte neppure la tensione anodica può mai annullarsi e perciò il massimo valore di E_a è sempre inferiore ad E_{ao}. Ne deriva che la potenza di uscita, $P_u = E_a J_a / 2$, è necessariamente sempre minore di $E_{ao} I_{ao} / 2$, cioè della potenza P_{ao} fornita dall'alimentatore.

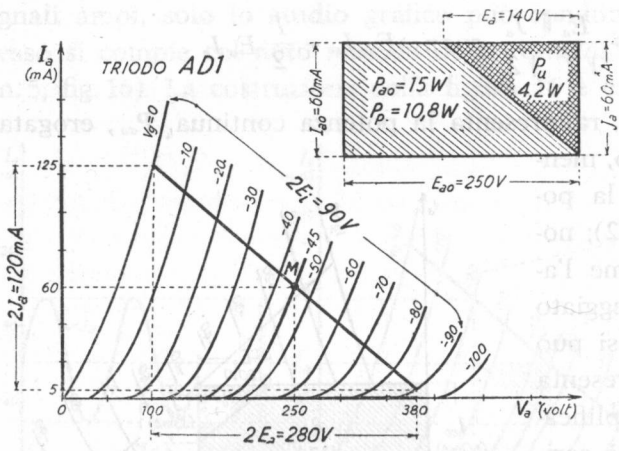


Fig. 18 — Condizioni di funzionamento quando E_i ha il massimo valore consentito: $E_i = |E_{go}| = 45$ V.

Il *rendimento di conversione* $\eta_c = P_u / P_{ao}$ (n. 4, form. 1) risulta quindi sempre inferiore a *0,5* (*50%*): nelle condizioni della figura 18 il rendimento risulta $\eta_c = 4,2/18 = 0,28$ (*28%*) ed è quindi assai minore di *0,5*. Rendimenti più elevati possono ottenersi operando con pentodi o tubi a fascio invece che con triodi; a causa della particolare forma delle caratteristiche in corrispondenza a bassi valori della tensione anodica, infatti, è possibile avere valori di E_a più prossimi ad E_{ao} che nel triodo. Col tubo a fascio *6V6*, ad esempio, adoperato nelle condizioni indicate nella figura 19 ($E_{ao} = 250$ V, $V_s = 250$ V, $E_{go} = -12,5$ V, $R_c = 5000\ \Omega$) si ottiene la medesima potenza utile, $P_u = 4,2$ W,

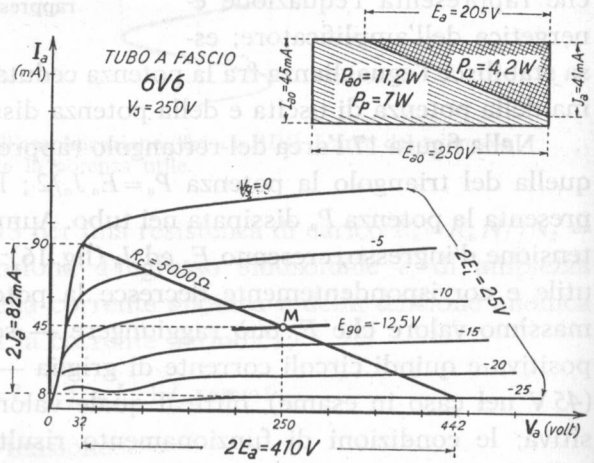


Fig. 19 — L'uso di pentodi e tubi a fascio consente di ottenere un rendimento più prossimo a *0,5* che coi triodi. A parità, poi, di potenza di uscita si richiede una tensione d'ingresso più piccola.

che nell'esempio precedente, ma con minore erogazione di potenza da parte dell'alimentatore ($P_{ao}=11{,}2$ W): il rendimento risulta $\eta_c=4{,}2/11{,}2=0{,}37$.

Dal confronto fra le figure 18 e 19 appare l'interessante proprietà che *a parità di potenza utile d'uscita, il tubo a fascio richiede un segnale d'ingresso con ampiezza E_i assai minore che non il triodo*: 12,5 V di fronte ai 45 V del triodo. La proprietà vale non soltanto nell'esempio considerato ma in ogni caso in cui si usino tubi a fascio o pentodi; essa deriva dal più elevato valore del coefficiente di amplificazione μ e si traduce in un vantaggio non indifferente, in quanto implica una minore preamplificazione del segnale che deve essere applicato alla griglia dell'amplificatore.

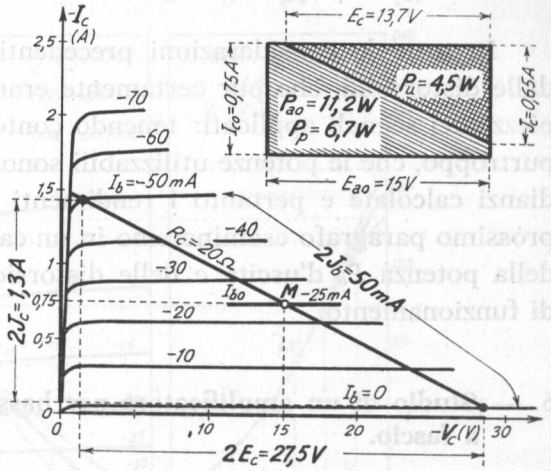


Fig. 20 — Agli effetti del rendimento, la situazione negli amplificatori a transistore è analoga a quella degli amplificatori a pentodo e tubo a fascio.

Negli amplificatori a transistori (fig. 10 *b*), per quanto riguarda il rendimento di conversione, si incontra una situazione molto simile a quella che si ha negli amplificatori con pentodi e tubi a fascio. Nell'esempio della figura 20 ($E_{ao}=15$ V, $I_{bo}=-25$ mA, $J_b=25$ mA), con erogazione di potenza da parte dell'alimentatore identica a quella dell'esempio precedente ($P_{ao}=11{,}2$ W), la potenza utile risulta leggermente maggiore ($P_u=4{,}5$ W), per cui il rendimento di conversione risulta lievemente più alto: $\eta_c=P_u/P_{ao}=4{,}5/11{,}2\cong 0{,}4$.

È interessante fare un confronto fra gli esempi delle figure 19 e 20; praticamente nelle stesse condizioni di potenza, i valori delle ampiezze delle correnti e delle tensioni dei due amplificatori sono profondamente diversi. In quello attuato con tubo a fascio la tensione è forte e la corrente debole ($E_a=205$ V, $J_a=41$ mA), mentre nell'amplificatore a transistore la tensione è piccola e la corrente forte ($E_c=13{,}7$ V, $J_c=650$ mA). A questa situazione fanno riscontro i due valori profondamente diversi

della resistenza equivalente di carico R_c: $5000\,\Omega$ per il tubo a fascio, $20\,\Omega$ per il transistore. Pertanto, a parità di resistenza R_u dell'utilizzatore, il rapporto di trasformazione N_1/N_2 del trasformatore risulta ben diverso nei due casi; se, ad esempio, l'utilizzatore è un altoparlante con $R_u = 5\,\Omega$, si ha per i due amplificatori:

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_c}{R_u}} = \sqrt{\frac{5000}{5}} \cong 31{,}5 \quad ; \quad \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{20}{5}} = 2 \; .$$

In tutte le considerazioni precedenti si è sempre fatto astrazione dalle distorsioni, che pur certamente erano presenti date le grandi ampiezze dei segnali applicati: tenendo conto delle distorsioni si riscontra, purtroppo, che le potenze utilizzabili sono, in ogni caso, minori di quelle dianzi calcolate e pertanto i rendimenti risultano assai più bassi. Nel prossimo paragrafo esamineremo in un caso concreto il modo di variare della potenza P_u d'uscita e delle distorsioni al variare delle condizioni di funzionamento.

6. — Studio di un amplificatore per basse frequenze, attuato con tubo a fascio.

Ci proponiamo di vedere in un caso pratico il modo di variare della potenza di uscita e delle distorsioni al variare delle condizioni di funzionamento: svolgeremo lo studio su un amplificatore attuato con un tubo a fascio.

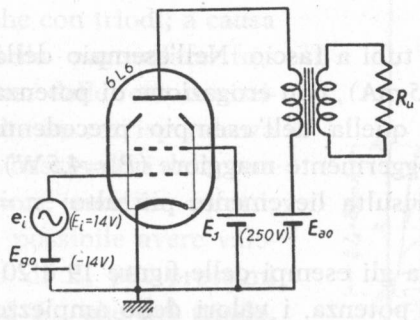


Fig. 21 — Amplificatore di potenza per basse frequenze, attuato con tubo a fascio *6L6*.

Lo schema dell'amplificatore sia quello indicato nella figura 21, in cui è impiegato il tubo a fascio *6L6* (Cap. VI, n. 4, Tav. 3) alimentato con una tensione $E_{ao} = 250$ V e pari tensione di schermo. Diamo alla griglia la tensione di polarizzazione consigliata dal costruttore del tubo, $E_{go} = -14$ V; in tali condizioni la massima ampiezza della tensione di entrata deve essere $E_i = 14$ V, onde la griglia non divenga mai positiva. Con tale tensione di entrata, variando R_u, diamo vari valori alla resistenza di carico R_c, cioè ruotiamo attorno al punto di funzionamento M (fig. 22)

la retta di carico dinamica: per ogni valore di R_c si determinano (9) i valori della potenza di uscita, della distorsione totale e delle varie distorsioni. I risultati che si ottengono in tal modo sono raccolti nel diagramma della figura 23.

Dal diagramma appare che la potenza di uscita è massima per $R_c = 3{,}7\ \text{k}\Omega$ ed in corrispondenza a tale valore la distorsione totale è minima; ma la distorsione è quasi completamente di terza armonica e non

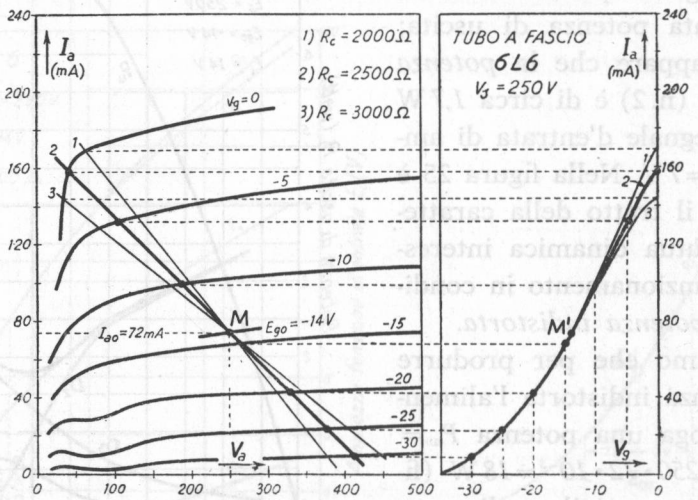


Fig. 22 — Costruzione della caratteristica mutua dinamica dell'amplificatore studiato, per tre diversi valori di R_c: il valore ottimo risulta $R_c = 2500\ \Omega$.

è perciò conveniente operare in tali condizioni. Si preferisce ottenere una potenza minore ed anche una distorsione totale maggiore, purchè con percentuale molto bassa di terza armonica; il costruttore indica come valore ottimo di resistenza di carico $R_c = 2500\ \Omega$, a cui corrisponde la caratteristica mutua dinamica 2) della figura 22. Si ottiene in tale modo una potenza di *6,5* W con una distorsione totale del *10%* (distorsione di seconda armonica *9,7%*; di terza armonica *2,5%*); è, questa,

(9) - La determinazione può essere compiuta sulle caratteristiche, col metodo indicato nel n. 3, o per via sperimentale. La potenza di uscita può misurarsi con facilità determinando il valore efficace della corrente in R_u; le distorsioni si misurano, come si è detto nel n. 2, coi *distorsiometri* e compiendo l'analisi armonica della tensione di uscita con gli *analizzatori armonici.*

una condizione limite in quanto corrisponde al massimo valore del segnale d'entrata consentito ($E_i = 14$ V). Con segnale d'entrata più piccolo si ha potenza di uscita minore ma anche distorsione minore; come varino le distorsioni al variare della potenza di uscita è indicato dal diagramma della figura 24. Il diagramma indica anche quale valore si deve assegnare all'ampiezza E_i del segnale d'ingresso per ottenere una determinata potenza di uscita; da esso appare che la *potenza indistorta* (n. 2) è di circa *1,7* W con un segnale d'entrata di ampiezza $E_i = 7$ V. Nella figura 25 è mostrato il tratto della caratteristica mutua dinamica interessato al funzionamento in condizioni di *potenza indistorta.*

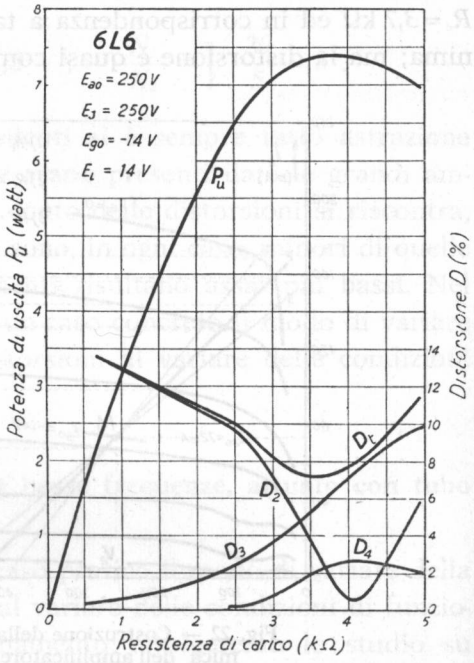


Fig. 23 — Andamento in funzione di R_c della potenza di uscita e delle distorsioni dell'amplificatore studiato.

Notiamo che per produrre tale potenza indistorta l'alimentatore eroga una potenza $P_{ao} = E_{ao} I_{ao} = 250 \cdot 72 \cdot 10^{-3} = 18$ W (figura 22), per cui il rendimento di conversione (n. 5) risulta:

$$(1) \qquad \eta = \frac{P_u}{P_{ao}} = \frac{1,7}{18} = 0,094 \ ;$$

rendimento, quindi, bassissimo. Della potenza erogata dall'alimentatore anodico meno del *10%* viene utilizzato, mentre il resto è dissipato in calore sulla placca del tubo. È il tasso che si deve pagare per avere una riproduzione del segnale di ingresso sensibilmente fedele; vedremo però nel paragrafo successivo un particolare collegamento dei tubi o dei transistori (*push-pull*) che, riducendo le distorsioni, consente di elevare sensibilmente il rendimento di conversione ([10]).

I diagrammi come quelli delle figure 23 e 24 sono forniti dai buoni cataloghi dei tubi; il costruttore indica poi sempre il valore consigliabile

([10]) - Di un altro metodo fondamentale per ridurre le distorsioni (*reazione negativa*) sarà detto nel capitolo seguente.

di R_c. Noto allora il valore della resistenza di utilizzazione R_u se ne deduce, mediante la formula (n. 5):

$$(2) \qquad R_c = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_u \ ,$$

il valore del rapporto di trasformazione del trasformatore anodico (*trasformatore di uscita*); si trovano in commercio trasformatori di uscita già opportunamente dimensionati per i tubi ed i transistori più comu-

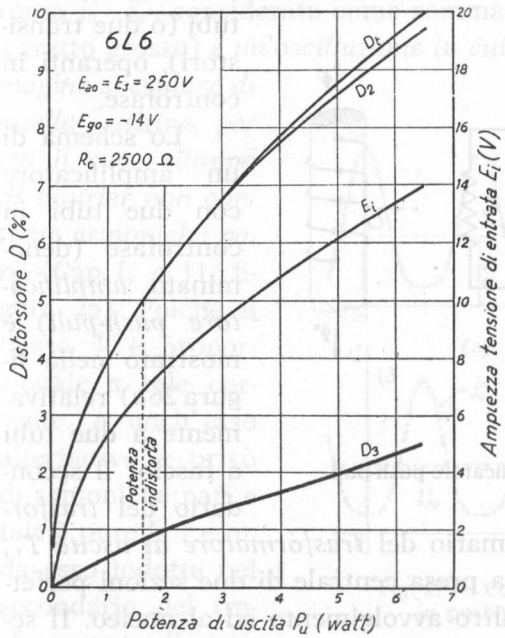


Fig. 24 — Le distorsioni sono tanto minori quanto più piccola è la potenza di uscita, ossia quanto minore è E_i.

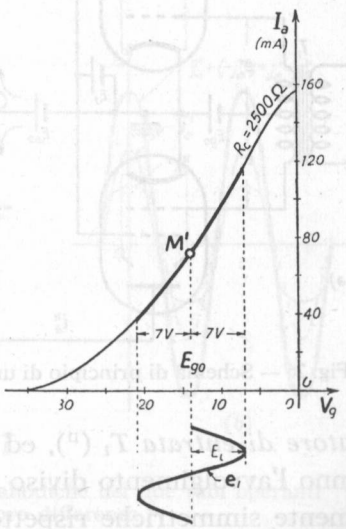


Fig. 25 — Regione della caratteristica mutua dinamica interessata al funzionamento in condizioni di *potenza di uscita indistorta*.

nemente usati ed adatti ai vari valori di R_u. I trasformatori di uscita dovrebbero operare la trasformazione della resistenza R_u nella resistenza R_c prescelta in tutta la gamma di frequenza nella quale l'amplificatore è destinato a lavorare: in realtà esso non è in grado di compiere tale funzione in maniera uguale per tutte le frequenze. Per questo fatto, e per i medesimi motivi già visti in relazione all'amplificatore di tensione a trasformatore per piccoli segnali (Cap. XI, n. 8, fig. 19), la curva di risposta dell'amplificatore alle varie frequenze non è perfettamente uniforme ed è generalmente di tipo analogo a quelle degli amplificatori per piccoli segnali.

7. — Amplificatori di potenza in controfase (push-pull) per basse frequenze.

Negli amplificatori di potenza, finora considerati, per mantenere le distorsioni entro limiti tollerabili, si è costretti ad utilizzare solo una parte esigua della totale potenza erogata dall'alimentatore. Un deciso miglioramento si ottiene usando per l'amplificazione un circuito comprendente non un solo tubo ma due tubi (o due transistori), operanti in controfase.

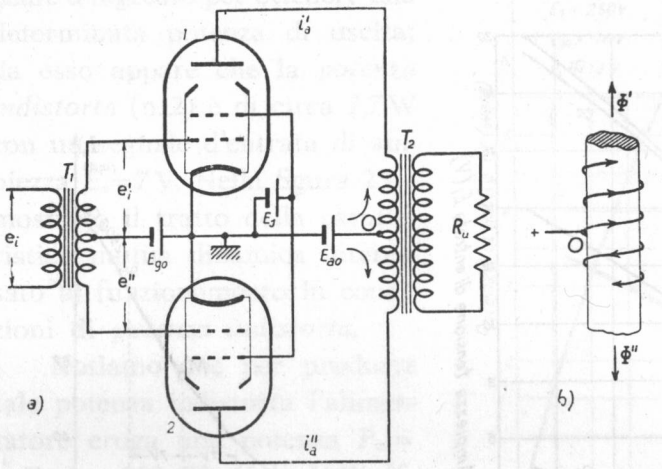


Fig. 26 — Schema di principio di un amplificatore push-pull.

Lo schema di un amplificatore con due tubi in controfase (denominato *amplificatore push-pull*) è mostrato nella figura 26*a*) relativamente a due tubi a fascio: il secondario del *trasformatore di entrata* T_1 ([11]), ed il primario del *trasformatore di uscita* T_2, hanno l'avvolgimento diviso da una presa centrale di due sezioni perfettamente simmetriche rispetto all'altro avvolgimento ed al nucleo. Il segnale d'ingresso e_i produce, in tal modo, sulle griglie dei due tubi (che devono essere perfettamente uguali fra loro) due segnali e_i' ed e_i'', di eguale ampiezza ma in opposizione di fase ($e_i' = -e_i''$). Nei tubi le correnti anodiche avranno l'andamento schematicamente indicato nei due diagrammi (*a*) della figura 27, dove sono messe in rilievo, esagerandole, le distorsioni. Le correnti:

$$(1) \qquad i'_a = I'_{ao} + j'_a \quad , \quad i''_a = I''_{ao} + j''_a \ ,$$

circolando nel primario del trasformatore di uscita T_2 in senso contrario (fig. 26 *b*), producono nel nucleo due flussi $\Phi' = L\, i'_a$ e $\Phi'' = L\, i''_a$ di senso

([11]) - Il trasformatore T_1 fa parte di un amplificatore precedente del tipo studiato nel Cap. XI, n. 8; vedremo nel Cap. XIII, n. 10 (fig. 26) un sistema diverso per eccitare le griglie dei due tubi.

opposto. Il flusso complessivo esistente nel nucleo è perciò:

$$(2) \qquad \Phi = \Phi' - \Phi'' = L(i'_a - i''_a) = L(I'_{ao} + j'_a - I''_{ao} - j''_a) \ .$$

Se i due tubi sono, come si è ammesso, perfettamente uguali, sarà $I'_{ao} = I''_{ao}$ e perciò la formula (2) diviene:

$$(3) \qquad \Phi = L(j'_a - j''_a) \ .$$

Il diagramma *b*) della figura 27 mostra come possa eseguirsi la differenza $j'_a - j''_a$, considerata come somma di j'_a e di $-j''_a$; *il risultato* (curva a tratto grosso) *è un'oscillazione in cui la semialternanza negativa è l'immagine speculare di quella positiva, per cui il suo sviluppo di Fourier non contiene armoniche pari* (Cap. I, n. 11, figura 25). Poichè il flusso Φ è proporzionale a tale corrente, è anch'esso alternativo e privo di armoniche pari e tale è pure la f.e.m. da esso indotta nel secondario del trasformatore di uscita. Ne risulta che *la tensione ai capi di* R_u *e la corrente in essa sono esenti da distorsione derivante da armoniche pari e quindi, in particolare, dalla distorsione di seconda armonica* ([12]).

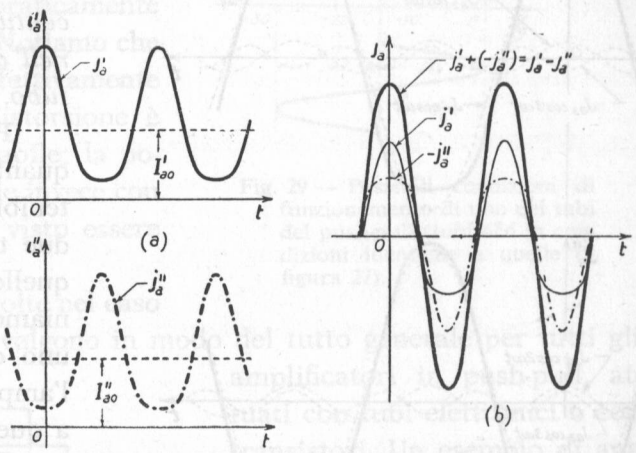


Fig. 27 — Correnti anodiche dei due tubi operanti in push-pull e loro differenza.

Per un esame più accurato del fenomeno consideriamo la composizione armonica di j'_a e j''_a, quale risulta dalla figura 28:

$$(4) \qquad j'_a = J_{a1} \cos \omega t - J_{a2} \cos 2\omega t - J_{a3} \cos 3\omega t \ ;$$

$$(5) \qquad j''_a = -J_{a1} \cos \omega t + J_{a2} \cos 2\omega t + J_{a3} \cos 3\omega t \ .$$

([12]) - La dimostrazione matematica di questa proprietà è contenuta nell'appendice.

Sostituendo queste espressioni nella formula (3) si ottiene:

$$(6) \qquad \Phi = L\,(2\,J_{a1}\cos\omega t - 2\,J_{a3}\cos 3\omega t)\ ;$$

il flusso del trasformatore di uscita è dunque alternativo sinusoidale con distorsione da terza armonica e tali risultano anche la tensione e la corrente in R_u. Poichè tanto l'ampiezza della componente fondamentale che l'ampiezza della terza armonica sono doppie rispetto a quelle dei singoli tubi, ne deriva che *la distorsione di terza armonica rimane percentualmente la medesima che nell' amplificatore ad un sol tubo.*

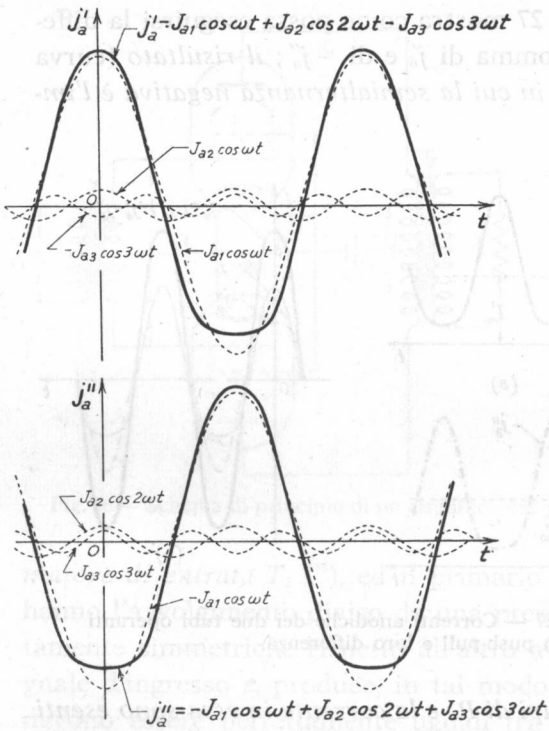


Fig. 28 — Analisi armonica di j_a' ed j_a''.

Per fare un confronto quantitativo fra i risultati ottenibili con l'amplificatore a due tubi in controfase e con quello ad un sol tubo, supponiamo per un momento che uno dei due tubi sia spento; l'amplificatore si riduce allora a quello ad un sol tubo (figura 21). I tubi siano del tipo *6L6*, come nell'esempio considerato nel n. 6, e siano alimentati in maniera identica ($E_{ao} = 250$ V, $E_s = 250$ V, $E_{go} = -14$ V); anche il trasformatore T_2 sia dimensionato in modo tale che la resistenza R_u, riportata a primario, dia luogo ad una resistenza di carico R_c per ciascun tubo uguale a quella scelta nel sopradetto esempio ($R_c = 2500\,\Omega$). Allora, per quanto abbiamo visto nel n. 6, nelle condizioni limiti di funzionamento indicate nella figura 31 ($E_i' = 14$ V), l'amplificatore ad un sol tubo produce una potenza di *6,5* W, con una distorsione totale del *10%*, di cui il *2,5%* di terza armonica. Messo in funzione il tubo finora supposto spento, nelle stesse condizioni si ha una *potenza doppia con una distorsione del 2,5%*

di sola terza armonica. Ma è possibile aumentare il vantaggio ottenibile, *scegliendo le condizioni di funzionamento in modo tale che la distorsione di terza armonica risulti diminuita*; ad esempio con una polarizzazione $E_{go} = -16$ V ed una tensione e_i di ingresso tale che l'ampiezza della tensione applicata su ciascuna griglia sia $E_i' = E_i'' = 16$ V — rimanendo le stesse le altre condizioni — si ottiene una potenza di *14,5* W col *2%* di distorsione totale, praticamente tutta di terza armonica. Notiamo che questa è una potenza effettivamente utilizzabile perchè la distorsione è inferiore a quella tollerabile; la potenza indistorta ottenibile invece con un sol tubo *6L6* si era visto essere soltanto *1,7* W (n. 6).

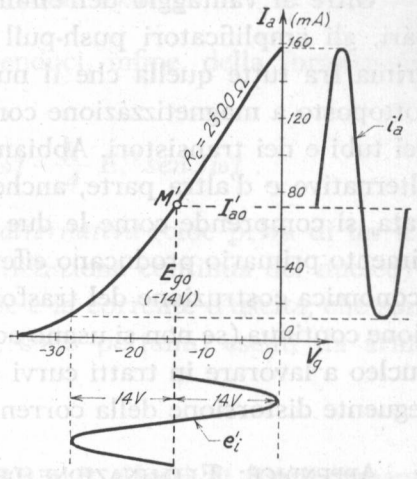


Fig. 29 — Possibili condizioni di funzionamento di uno dei tubi del push-pull (tubi *6L6* in condizioni identiche a quelle di figura 27).

Le considerazioni svolte nel caso particolare considerato valgono in modo del tutto generale per tutti gli amplificatori in push-pull, attuati con tubi elettronici o con transistori. Un esempio di amplificatore in push-pull a transistori è indicato nella figura 30: in esso le resistenze R_1 ed R_2 provvedono alla polarizzazione della base, mentre la resistenza R_e ha la nota funzione di stabilizzazione (Cap. X, n. 14, fig. 45). Poichè le componenti alternative delle correnti dei due transistori che circolano in R_e sono in opposizione di fase fra loro, esse non producono alcuna tensione ai capi della resistenza stessa; risulta allora praticamente inutile

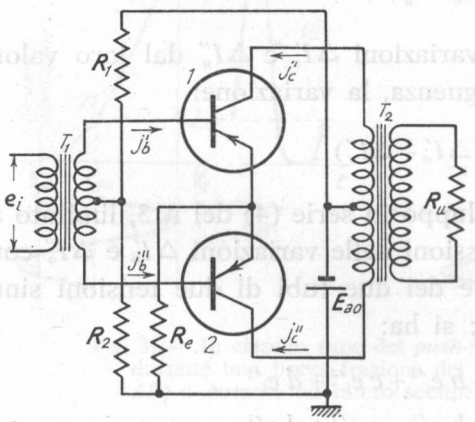


Fig. 30 — Amplificatore push-pull a transistori.

shuntare la resistenza R_e con un grosso condensatore come si fa negli amplificatori con un solo transistore (Cap. X, n. 14, fig. 46).

Oltre al vantaggio dell'eliminazione delle distorsioni da armoniche pari, gli amplificatori push-pull presentano importanti caratteristiche: prima fra tutte quella che il nucleo del trasformatore di uscita non è sottoposto a magnetizzazione continua dalla corrente continua di riposo dei tubi e dei transistori. Abbiamo infatti mostrato come il flusso Φ sia alternativo e d'altra parte, anche senza ricorrere alla dimostrazione già data, si comprende come le due correnti continue circolando nell'avvolgimento primario producano effetto nullo. Ciò permette una più facile ed economica costruzione del trasformatore di uscita, perchè la magnetizzazione continua (se non si usano accorgimenti particolari) porta il ferro del nucleo a lavorare in tratti curvi della curva di magnetizzazione con conseguente distorsione della corrente di uscita ed altri gravi inconvenienti.

APPENDICE: ELIMINAZIONE DELLE ARMONICHE PARI. Ci varremo dello sviluppo in serie di potenze introdotto nel n. 3 per dimostrare la proprietà del collegamento push-pull di eliminare le armoniche pari.

Sappiamo che il flusso magnetico nel nucleo del trasformatore d'uscita (figg. 26, 30) è proporzionale alla differenza delle correnti anodiche dei due tubi (o delle correnti di collettore dei due transistori), così che si ha:

$$\Phi = L\,(i'_a - i''_a)\ ; \tag{7}$$

se le due correnti subiscono due variazioni $\Delta I'_a$ e $\Delta I''_a$ dal loro valore di riposo il flusso subirà, di conseguenza, la variazione:

$$\Delta\Phi = L\,(\Delta I'_a - \Delta I''_a)\ . \tag{8}$$

Ciò posto, servendoci dello sviluppo in serie (4) del n. 3, limitato al quarto termine, scriviamo le espressioni delle variazioni $\Delta I'_a$ e $\Delta I''_a$ conseguenti all'applicazione alle griglie dei due tubi di due tensioni sinusoidali $e_i' = E_i' \operatorname{sen} \omega t$, $e_i'' = -e_i'$ [13]; si ha:

$$\begin{cases} \Delta I'_a = \ \ a\,e_i' + b\,e_i'^2 + c\,e_i'^3 + d\,e_i'^4\,, \\ \Delta I''_a = -a\,e_i' + b\,e_i'^2 - c\,e_i'^3 + d\,e_i'^4\,, \end{cases} \tag{9}$$

---

[13] - Nell'amplificatore a transistori sono applicate alle basi due correnti sinusoidali $j_b' = J_b' \operatorname{sen} \omega t$ ed $j_b'' = -j_b'$.

Sostituendo queste espressioni nella (8) si ottiene:

$$(10) \qquad \Delta\Phi = 2L(a\,e_i' + c\,e_i'^3) = h\,e_i' + k\,e_i'^3 ,$$

dove si è posto $h = 2aL$, $k = 2cL$. Valendoci, infine, della formula trigonometrica (7) del n. 3, si ottiene:

$$\Delta\Phi = (h\,E_i' + \frac{3k}{4}\,E_i'^3)\,sen\,\omega t - \frac{k}{4}\,E_i'^3\,sen\,3\omega t .$$

La variazione del flusso è dunque *alternativa* (cioè priva di un termine costante che provochi una magnetizzazione continua del nucleo) e non contiene armoniche pari: la tensione e la corrente d'uscita, che sono proporzionali alla variazione di flusso, sono pertanto esenti da armoniche pari.

8. — Amplificatori push-pull di classi AB e B. Classi di funzionamento degli amplificatori.

Negli amplificatori *push-pull* la possibilità di operare con segnali assai ampi (come nella figura 29) senza che ne derivino grandi distorsioni,

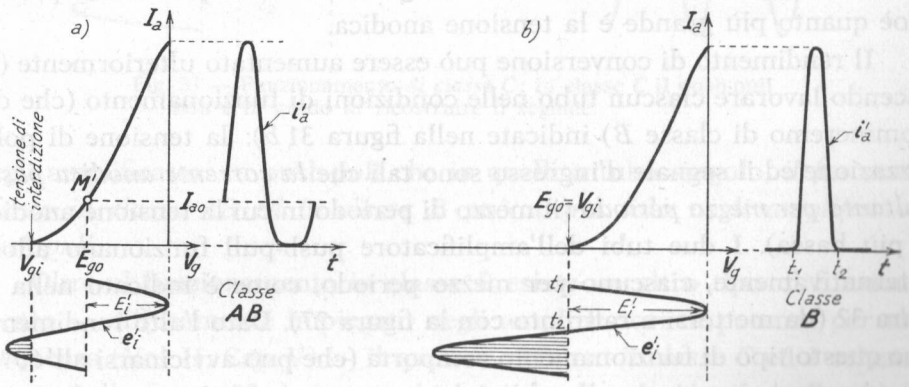


Fig. 31 — In ciascun tubo del *push-pull* la corrente anodica si annulla durante una breve frazione del periodo (funzionamento in *classe AB*) o durante un intero semiperiodo (*classe B*).

fa sì che il rendimento di conversione salga discretamente rispetto agli amplificatori singoli (pur rimanendo, naturalmente, sempre inferiore al 50%).

Ma il rendimento può essere aumentato operando nelle condizioni indicate nella figura 31 *a*), che sarebbero assolutamente inammissibili

negli amplificatori ad un sol tubo: come si vede dalla figura, la tensione di polarizzazione E_{go} e l'ampiezza E_i del segnale d'ingresso di ciascun tubo sono tali che durante una frazione del periodo la corrente anodica si annulla (14). Nonostante ciò, col meccanismo stesso della figura 27, il flusso del nucleo del trasformatore d'uscita (fig. 26), $\Phi = L(i'_a - i''_a)$, è ancora alternato e simmetrico e tale risulta anche il segnale di uscita.

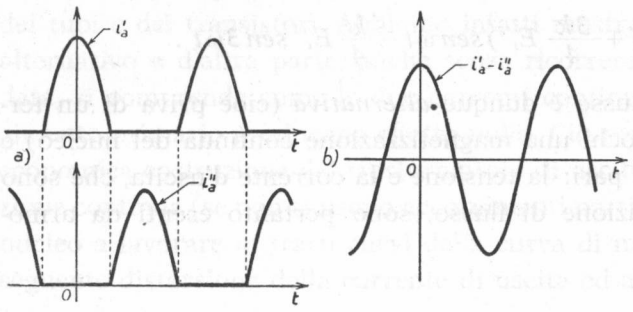


Fig. 32 — Funzionamento in *classe B* dell'amplificatore push-pull.

Con tale tipo di funzionamento (che, come preciseremo fra breve, si denomina di *classe AB*) si ha il vantaggio che la corrente anodica viene annullata quando la tensione anodica ha il suo massimo valore (15); ciò comporta una riduzione della potenza dissipata nel tubo, poichè questa è tanto più grande quanto maggiore è la velocità con cui gli elettroni colpiscono la placca, cioè quanto più grande è la tensione anodica.

Il rendimento di conversione può essere aumentato ulteriormente (16) facendo lavorare ciascun tubo nelle condizioni di funzionamento (che denomineremo di classe *B*) indicate nella figura 31 *b*): la tensione di polarizzazione ed il segnale d'ingresso sono tali che *la corrente anodica passa soltanto per mezzo periodo* (il mezzo di periodo in cui la tensione anodica è più bassa). I due tubi dell'amplificatore push-pull funzionano allora alternativamente, ciascuno per mezzo periodo, come è indicato nella figura 32 (da mettersi a raffronto con la figura 27). Dato l'alto rendimento che questo tipo di funzionamento comporta (che può avvicinarsi all'*80%*) esso è sempre impiegato allorchè si devono ottenere forti potenze di uscita.

---

(14) - Nel caso dei transistori la corrente non si annulla completamente per la presenza dei *portatori di minoranza* (Cap. IX, n. 6), ma il suo valore diviene così piccolo da potersi considerare trascurabile.

(15) - Ricordiamo (eventualmente riesaminando la fig. 16 del n. 5) che la tensione anodica è sempre in opposizione di fase con la corrente anodica.

(16) - Fino ad un limite superiore teorico che può dimostrarsi essere il *78,5%* ($n_c = 0{,}785$).

Il tipo di funzionamento ora esaminato, in cui la tensione di polarizzazione E_{go} coincide con la tensione di interdizione V_{gi} ed in cui, quindi, la corrente anodica è nulla per mezzo periodo del segnale applicato, si dice funzionamento di *classe B* ; si chiama, invece, funzionamento di *classe A* quello che abbiamo sempre studiato fino ad ora (figg. 16, 25, 27, 29), nel quale la corrente anodica fluisce per tutto il periodo del segnale applicato. Il tipo di funzionamento schematizzato della figura 31 *a*) è intermedio fra quello di classe *A* (fig. 29) e quello di classe *B* (fig. 31 *b*) e si denomina *classe AB* . È manifesto che mentre la classe *A* può usarsi sia

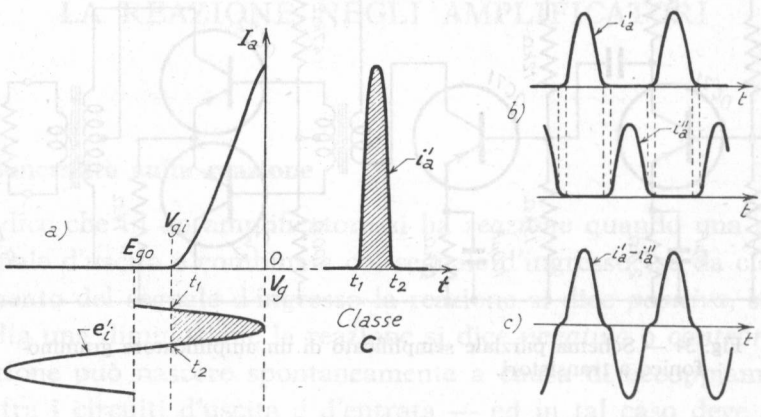


Fig. 33 — Funzionamento *di classe C*: in classe *C* il push-pull non è in grado di ricostruire il segnale.

negli amplificatori in push-pull che in quelli a tubo singolo, *il funzionamento in classe AB ed in classe B può usarsi solo negli amplificatori push-pull.*

Oltre al funzionamento in classe *B* esiste un altro tipo di funzionamento — diffusamente impiegato negli amplificatori di potenza per alta frequenza (Vol. II, Cap. V) — il quale si chiama *di classe C* ed è schematizzato nella figura 33 *a*): in esso la tensione di polarizzazione E_{go} è inferiore alla tensione di interdizione del tubo, per cui la corrente anodica passa per mezzo di mezzo periodo del segnale d'ingresso. Tale tipo di funzionamento non è pertanto impiegabile nel caso dei segnali acustici di cui ci stiamo occupando: è sufficiente, per renderci conto di ciò, il confronto fra i diagrammi *b*) e *c*) della figura 33 — che si riferiscono ad un ipotetico funzionamento in push-pull di classe *C* — ed i diagrammi corrispondenti *a*) e *b*) della figura 32.

Quanto è stato detto per gli amplificatori a tubi vale anche per quelli a transistori con modeste varianti. Negli amplificatori a transistori in push-pull il funzionamento in classe B è molto usato: a riposo la corrente di base I_{bo} è mantenuta quasi nulla, così che ciascun transistore, pur non essendo esattamente all'interdizione, ha una corrente di collettore I_{co} molto piccola. Ne deriva che, in assenza di segnale, c'è una debole corrente di collettore (nei tubi essa è nulla) e quindi c'è anche una mo-

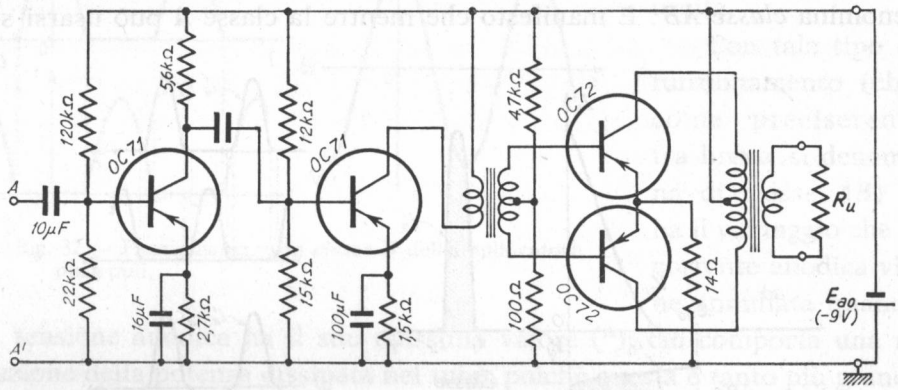


Fig. 34 — Schema parziale semplificato di un amplificatore grammofonico a transistori.

desta dissipazione di potenza. Ma ciò non comporta svantaggi di rilievo nel bilancio energetico generale: anche per i transistori il rendimento in classe B può raggiungere valori che si avvicinano all'*80%*.

Nella figura 34 è riportato lo schema quotato di un amplificatore push-pull a transistori operante in classe B, capace di fornire alla resistenza di utilizzazione R_u una potenza di circa *0,35* W con distorsione inferiore al *5%*; nella figura è anche indicato l'amplificatore a trasformatore che ne alimenta le basi, preceduto da un amplificatore a resistenza e capacità. L'insieme costituisce uno schema semplificato di un amplificatore grammofonico.

CAPITOLO XIII

LA REAZIONE NEGLI AMPLIFICATORI

1. — Generalità sulla reazione.

Si dice che in un amplificatore si ha *reazione* quando una porzione del segnale d'uscita è combinata col segnale d'ingresso: se da ciò deriva un aumento del segnale d'ingresso la reazione si dice *positiva*, se invece ne risulta una diminuzione la reazione si dice *negativa* o *controreazione*. La reazione può nascere spontaneamente a causa di accoppiamenti parassiti fra i circuiti d'uscita e d'entrata — ed in tal caso deve considerarsi un effetto indesiderabile — o può essere introdotta ad arte per ottenere volute modificazioni nel comportamento di un amplificatore.

La *reazione positiva* applicata ad un amplificatore lo rende capace di fornire in uscita un determinato segnale (tensione, corrente o potenza) con un segnale d'ingresso più piccolo di quello che occorrerebbe in assenza di reazione. Ma tale benefica proprietà è accompagnata da gravi inconvenienti: il segnale d'uscita risente, assai più che in assenza di reazione, di ogni causa che tenda a far variare l'amplificazione (variazioni delle caratteristiche dei tubi o transistori; instabilità delle tensioni di alimentazione, modificazioni del carico); oltre a ciò l'amplificatore in reazione può con facilità divenire sede di oscillazioni spontanee, normalmente dannose.

La *reazione negativa* ha proprietà in certo senso antitetiche rispetto alla reazione positiva: essa *tende a rendere il segnale d'uscita dell'amplificatore un'esatta riproduzione del segnale d'ingresso*, riducendo le cause che contribuiscono ad allontanarlo da questa condizione ideale, in par-

ticolare le distorsioni ed ogni instabilità di funzionamento. Di fronte a queste favorevoli proprietà la reazione negativa produce l'unico inconveniente che *l'amplificatore controreazionato richiede — a parità di segnale d'uscita — un segnale d'entrata più grande che in assenza di reazione*: tanto più grande quanto più marcati sono i benefici apportati. Per fare un esempio, supponiamo che un amplificatore di bassa frequenza richieda un segnale d'ingresso con ampiezza *0,1* V per fornire in uscita la potenza di *5* W e che, in tali condizioni, il segnale d'uscita sia affetto da distorsione di seconda armonica dell'8% ($D_2=0{,}08$); vedremo nel n. 2 che, coll'uso della reazione negativa, non è difficile fare in modo che, a parità di potenza d'uscita, la distorsione si riduca a metà (4%) ma, per ottenere ciò, occorre applicare all'ingresso un segnale di ampiezza doppia (*0,2* V). Ciò, peraltro, non rappresenta, nei casi pratici, un inconveniente di grande rilievo e quindi la reazione negativa ha nella tecnica elettronica un uso vastissimo.

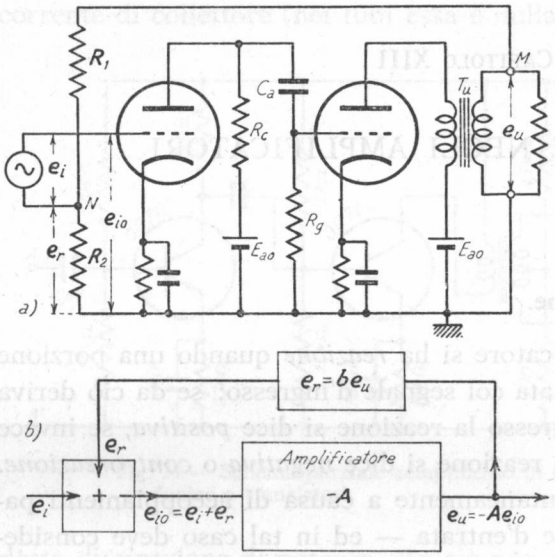


Fig. 1 — Esempio di amplificatore in reazione e suo schema funzionale (reazione negativa).

Nella figura 1 *a*) è indicato un esempio di amplificatore in reazione: si tratta di un amplificatore per basse frequenze a due stadi, di cui il secondo di potenza, del tipo studiato nel capitolo precedente. In esso la tensione applicata alla griglia, e_{io}, è la somma dell'effettivo segnale d'ingresso, e_i, e della *tensione di reazione* e_r, che è una frazione della tensione d'uscita e_u, ottenuta tramite il partitore resistivo R_1, R_2:

$$(1) \qquad e_r = \frac{R_2}{R_1+R_2}\, e_u = \frac{e_u}{1+R_1/R_2} \,.$$

A seconda del verso di avvolgimento del secondario del trasformatore

d'uscita, la tensione e_u ha lo stesso segno del segnale d'ingresso o segno opposto; nel primo caso, avendo e_r lo stesso segno di e_i, si ha la reazione positiva ed è necessario un segnale e_i più piccolo che in assenza di reazione per ottenere un determinato valore di e_u. Nel secondo caso, essendo e_r di segno opposto ad e_i, l'effettivo segnale applicato al tubo, $e_{io} = e_i - e_r$, è minore di e_i; si ha perciò la reazione negativa e per ottenere un determinato valore di e_u occorre un valore di e_i più grande che in assenza di reazione.

L'applicazione della reazione negativa all'amplificatore è chiaramente indicata dallo *schema funzionale* (fig. 1 *b*) riportato sotto lo schema elettrico: l'amplificatore moltiplica per $-A$ il suo segnale d'ingresso e_{io} producendo, così, all'uscita un segnale $e_u = -A\,e_{io}$. Tale segnale viene moltiplicato per il numero $b = R_2/(R_1 + R_2)$ nel *circuito di reazione* (indicato dal rettangolo con la dicitura $e_r = b\,e_u$) dando luogo al segnale e_r espresso dalla relazione (1); il segnale e_r viene sommato all'effettivo segnale da amplificare e_i (in uno schematico *sommatore*) ed il segnale risultante $e_i + e_r = e_{io}$ è applicato infine all'ingresso dell'amplificatore. Occorre notare che, nell'amplificatore originario (cioè senza reazione), per ottenere un determinato segnale e_u occorre applicare all'ingresso un segnale $e_{io} = -e_u/A$; nell'amplificatore controreazionato, a parità di segnale di uscita, occorre introdurre un segnale e_i maggiore di e_{io}. Difatti, dalla relazione $e_i + e_r = e_{io}$ si ricava $e_i = e_{io} - e_r = e_{io} - b\,e_u$; ma è $e_u = -A\,e_{io}$, per cui si ha:

$$(2) \qquad e_i = e_{io} + b\,A\,e_{io} = e_{io}(1 + b\,A)\ ,$$

formula che dimostra che il segnale d'ingresso dell'amplificatore controreazionato e_i deve essere pari a quello dell'amplificatore senza reazione, e_{io}, moltiplicato per il numero maggiore di uno $n = 1 + b\,A$, che si dice *fattore di reazione*.

Un secondo esempio di amplificatore in reazione, col relativo *schema funzionale*, è indicato nella figura 2: si tratta anche qui di un amplificatore di bassa frequenza a due stadi, il cui segnale d'uscita, e_u, è applicato ad un *circuito di reazione* costituito dal partitore R_1, R_2. La tensione ai capi di R_2 è il segnale di reazione e_r, che ha l'espressione:

$$(3) \qquad e_r = b\,e_u = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\,e_u\ ;$$

tale segnale è applicato fra il catodo del primo tubo (punto N) e massa. Siccome la griglia del tubo ha, rispetto a massa, il potenziale e_i, la differenza di potenziale fra griglia e catodo — cioè l'effettiva tensione di comando del tubo — è la differenza fra i due segnali e_i ed e_r, $e_{io} = e_i - e_r$.

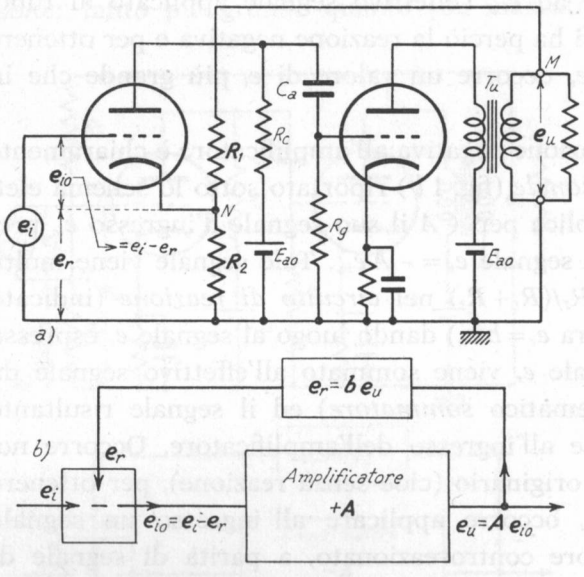


Fig. 2 — Altro esempio di applicazione della reazione ad un amplificatore di bassa frequenza. Lo schema funzionale si riferisce al caso della reazione negativa.

Se, per una conveniente scelta del verso di avvolgimento del secondario del trasformatore T_u, il segnale di reazione $e_r = b\,e_u$ ha lo stesso segno del segnale d'ingresso, il segnale e_{io} è più piccolo di e_i e si ha la reazione negativa; in caso contrario la reazione è positiva. Lo schema funzionale è tracciato nell'ipotesi che e_u abbia lo stesso segno di e_{io} (amplificazione *positiva*, $+A$), Pertanto, dalla sottrazione $e_i - e_r = e_{io}$ (simbolicamente operata dal *blocco* col segno *meno*) deriva $e_i = e_{io} + e_r = e_{io} + b\,e_u$ e quindi:

$$(4) \qquad e_i = e_{io} - b\,A\,e_{io} = e_{io}\,(1 + b\,A)\ .$$

Essendo il *fattore di reazione*, $n = 1 + b\,A$, maggiore di 1, il segnale di ingresso dell'amplificatore in reazione e_i deve essere maggiore del segnale e_{io} (necessario per ottenere, in assenza di reazione, lo stesso segnale d'uscita) e quindi la reazione è negativa.

Nella figura 3 è mostrato un esempio di applicazione della reazione ad un amplificatore a transistori (al solito, di bassa frequenza, a due stadi) e ne è indicato il relativo *schema funzionale*. Il segnale e_u, presente all'uscita del secondo stadio (in push-pull), è applicato alla base del primo transistore tramite la resistenza R_r: circola in tal modo nella base una

corrente j_r che si somma con la corrente j_b prodotta dal generatore del segnale d'ingresso (1). A seconda del verso dell'avvolgimento secondario del trasformatore d'uscita T_2, j_r ha segno opposto o concorde ad j_b, dando luogo rispettivamente a reazione negativa o positiva. Detta r_b la resistenza differenziale di base del primo transistore, in prima approssimazione (2) il valore di j_r risulta $j_r = e_u/(R_r + r_b)$, che si può scrivere $j_r = b\, e_u$ (come è fatto nello schema funzionale della fig. 3) ponendo:

$$(5) \qquad b = \frac{1}{R_r + r_b} .$$

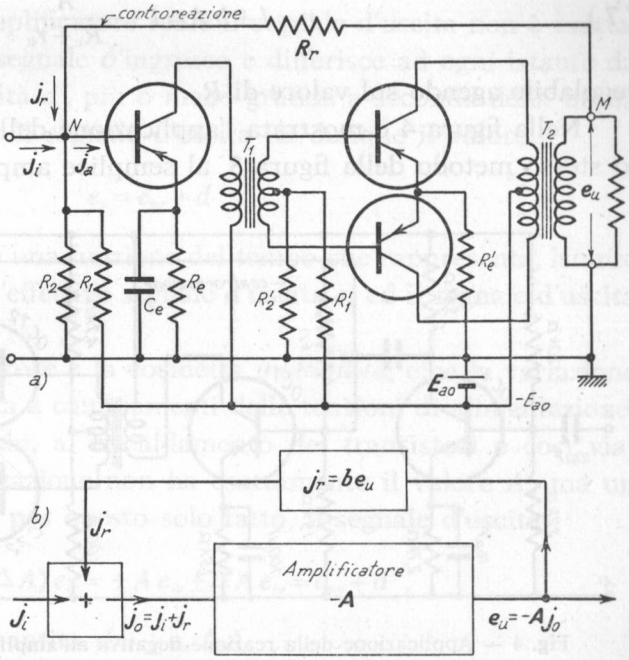


Fig. 3 — Esempio di applicazione della reazione ad un amplificatore a transistori. Lo schema funzionale si riferisce al caso della reazione negativa.

Nell'ipotesi che il segnale d'uscita e_u sia di segno opposto alla corrente d'ingresso, $e_u = -A\, j_o$ (3), si ha $j_o = j_i + j_r = j_i + b\, e_u = j_i - b\, A\, j_o$ e se ne deduce:

$$(6) \qquad j_i = j_o + b\, A\, j_o = j_o (1 + b\, A) .$$

Questa formula mostra che la corrente d'ingresso dell'amplificatore

---

(1) - Le resistenze R_1, R_2 e R_1', R_2' provvedono alla polarizzazione dei due stadi mentre R_e, R_e' sono le resistenze di stabilizzazione.

(2) - Si prescinde dalle piccole frazioni della corrente j_r che si instradano verso il generatore del segnale ed in R_1, R_2.

(3) - Si noti che, in questa relazione, A non è il rapporto di amplificazione: è il coefficiente che lega la tensione d'uscita alla corrente d'entrata dell'amplificatore ed ha le dimensioni di una resistenza ($V/A = \Omega$). Se, ad esempio, con una corrente d'ingresso di ampiezza 50 μA si ottiene una tensione d'uscita di ampiezza 2 V si ha $A = 2/5 \cdot 10^{-5} = 4 \cdot 10^4\ \Omega$.

in reazione j_i deve essere maggiore di quella necessaria in assenza di reazione, j_o; la reazione è, dunque, negativa ed il *fattore di reazione* ha il valore:

$$(7) \qquad n = 1 + b\,A = 1 + \frac{A}{R_r + r_b},$$

regolabile agendo sul valore di R_r.

Nella figura 4 è mostrata l'applicazione della reazione negativa, con lo stesso metodo della figura 3, al semplice amplificatore grammofonico

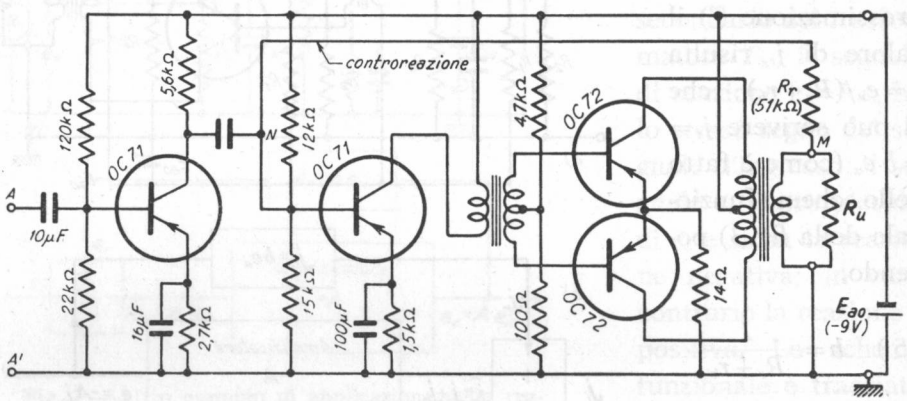


Fig. 4 — Applicazione della reazione negativa all'amplificatore della fig. XII, 33.

che abbiamo esaminato nel Cap. XII, n. 8 (fig. 33). Nel paragrafo seguente esamineremo la proprietà della reazione negativa di ridurre le deficienze degli amplificatori a cui è applicata: proprietà che ne giustifica l'uso nonostante l'aumento del segnale d'ingresso che essa richiede.

2. — **Deficienze degli amplificatori e loro correzione mediante la reazione negativa.**

In un amplificatore ideale il segnale d'uscita dovrebbe essere la riproduzione amplificata (ed eventualmente cambiata di segno) del segnale d'ingresso; così nell'ipotesi che il segnale d'ingresso sia una tensione e_{io} (4),

(4) - Nelle nostre considerazioni ci riferiremo al caso in cui il segnale d'ingresso è una tensione ma nulla cambierebbe se esso fosse una corrente.

la tensione d'uscita dovrebbe essere:

$$(1) \qquad e_{uo} = \pm A\, e_{io} ,$$

essendo l'amplificazione A un numero assolutamente costante. All'atto pratico, invece, in un amplificatore reale il segnale d'uscita non è esattamente proporzionale al segnale d'ingresso e differisce ad ogni istante da $e_{uo} = \pm A\, e_{io}$ di una quantità d, più o meno grande a seconda della bontà dell'amplificatore stesso; il segnale d'uscita ha dunque il valore:

$$(2) \qquad e_u = e_{uo} + d \ .$$

La differenza $d = e_u - e_{uo}$ è una funzione del tempo che rappresenta, istante per istante, l'*errore* fra l'effettivo segnale d'uscita e_u ed il segnale d'uscita ideale $e_{uo} = \pm A\, e_{io}$.

Una delle cause d'errore è la cosidetta *instabilità*, cioè la variazione dell'amplificazione dovuta a cambiamenti delle tensioni di alimentazione, a invecchiamento dei tubi, al riscaldamento dei transistori e così via; ad ogni istante l'amplificazione non ha esattamente il valore A, ma un valore $A + \Delta A$, cosicchè, per questo solo fatto, il segnale d'uscita:

$$(3) \qquad \pm (A + \Delta A)\, e_{io} = \pm A\, e_{io} \pm \Delta A\, e_{io} = e_{uo} + d \ ,$$

differisce da e_{uo} della quantità $d = \pm e_{io}\, \Delta A$.

Un'altra importante causa d'errore (che interessa in modo particolare gli amplificatori di bassa frequenza di cui ci siamo occupati nel capitolo precedente) è la *distorsione non lineare* (Cap. XII, nn. 2-3) derivante dalla curvatura delle caratteristiche dinamiche; vi è poi la cosidetta *distorsione lineare*, che si ha nell'amplificazione di un segnale non sinusoidale, quando le singole componenti sinusoidali a frequenza diversa, in cui esso può scomporsi, non sono amplificate egualmente ([5]): il segnale d'uscita viene ad avere, in tal modo, una composizione spettrale diversa da quella del segnale d'ingresso e quindi è diverso dal segnale d'uscita ideale. Altro motivo per il quale il segnale d'uscita e_u differisce da e_{uo} è il seguente: nelle tensioni continue di polarizzazione ed alimentazione dei tubi e transistori è spesso presente una debole componente alternata

---

([5]) - L'argomento della *distorsione lineare* è approfondito nel Vol. III, in relazione allo studio dell'*amplificazione video*.

derivante da imperfetto livellamento della tensione dell'alimentatore (Cap. V, n. 6; Cap. XIV); tale tensione alternata si sovrappone al segnale utile dando luogo ad un'alterazione del segnale amplificato, nota col nome di *rumore d'alternata.*

Mostreremo ora come la reazione negativa riduca l'errore, qualunque ne sia la causa, mentre la reazione positiva lo esalta. Consideriamo, per questo, un generico amplificatore che dia luogo ad un' amplificazione $-A$ ([6]); l'errore d che compare nell'espressione del segnale d'uscita:

$$(4) \qquad e_u = e_{uo} + d = -A\,e_{io} + d \ ,$$

si può interpretare come una tensione che nasce entro l'amplificatore e si sovrappone in uscita al segnale utile $e_{uo} = -A\,e_{io}$. secondo quanto

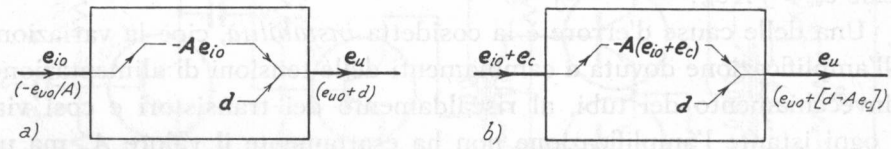


Fig. 5 — Schematizzazione della nascita dell'errore in un amplificatore e della sua riduzione mediante introduzione all'ingresso di un *segnale di correzione* e_c.

è schematicamente indicato nella figura 5 *a*). Orbene, la controreazione è un artificio che consiste sostanzialmente nell'introdurre all'ingresso dell'amplificatore, insieme col segnale $e_{io} = -e_{uo}/A$, una *tensione di correzione* e_c (ricavata da d stessa) avente entità e segno tali da produrre in uscita una riduzione di d. Prescindendo dal modo con cui e_c possa essere ottenuta, la situazione è quella indicata nella figura 5 *b*) a cui corrisponde in uscita la tensione ([7]).

$$(5) \qquad e_u = -A\,(e_{io} + e_c) + d = e_{uo} + [d - A\,e_c] \ .$$

L'espressione entro parentesi quadra è l'errore del segnale d'uscita nelle

---

([6]) - Cioè amplifichi A volte il segnale e ne cambi il segno. Considerazioni analoghe a quelle svolte nel testo in questa situazione potrebbero ripetersi nel caso in cui non ci sia l'inversione di segno ed anche nel caso in cui il segnale d'ingresso sia una corrente.

([7]) - Il valore di e_c è sempre molto piccolo di fronte ad e_{io} per cui l'entità del segnale d'ingresso non cambia apprezzabilmente per la sua presenza: si può allora ammettere che il valore dell'errore d non risulti sensibilmente modificato.

nuove condizioni e può essere reso piccolo quanto si vuole rispetto a d mediante opportuna scelta di e_c. In particolare si può fare in modo che l'errore divenga un ennesimo di d, con n scelto a piacere:

$$d - A\,e_c = \frac{d}{n}\,; \tag{6}$$

occorre per questo che e_c abbia il valore (dedotto dalla 6):

$$e_c = \frac{n-1}{A}\,\frac{d}{n}\,. \tag{7}$$

Sostituendo, infatti, nella (5) tale espressione di e_c si ottiene

$$e_u = e_{uo} + [d - \frac{n-1}{n}\,d] = e_{uo} + \frac{d}{n}\,. \tag{8}$$

Supponendo di essere effettivamente in queste condizioni (pur facendo astrazione, ancora per un momento, dal modo con cui può essere ottenuto e_c), consideriamo la disposizione circuitale indicata nella figura 6.

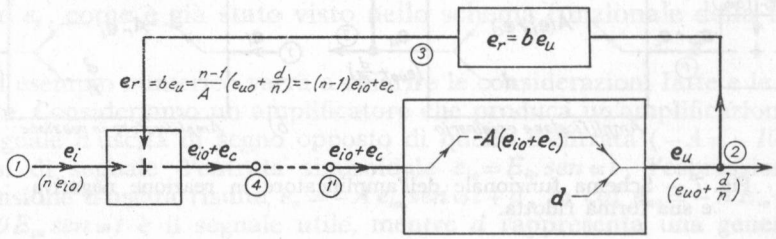


Fig. 6 — Produzione del segnale di correzione e_c.

In essa il segnale, $e_u = e_{uo} + d/n$, che si ha all'uscita dell'amplificatore (punto 2) è applicato ad un organo che, moltiplicandolo per il numero:

$$b = \frac{n-1}{A}\,, \tag{9}$$

fornisce all'uscita (punto 3) un segnale e_r espresso dalla relazione:

$$e_r = b\,e_u = \frac{n-1}{A}\left(e_{uo} + \frac{d}{n}\right); \tag{10}$$

tenendo presente la formula (7) e la relazione $e_{uo} = -A\,e_{io}$, l'espressione della tensione e_r diviene:

$$e_r = b\,e_u = -(n-1)\,e_{io} + e_c\,. \tag{11}$$

La tensione e_r è applicata ad un *sommatore* insieme ad un segnale $e_i = n\, e_{io}$, dando luogo, all'uscita (punto 4) ad una tensione:

$$(12) \qquad e_i + e_r = n\, e_{io} - (n-1)\, e_{io} + e_c = e_{io} + e_c \ .$$

All'uscita del sommatore si ha dunque la tensione $e_{io} + e_c$ che coincide con la tensione che abbiamo supposto essere applicata all'ingresso dell'amplificatore (punto 1'). Orbene, l'artificio per produrre la reazione negativa è proprio quello di collegare il punto 4 col punto 1', così che il segnale d'uscita del sommatore divenga l'effettivo segnale d'ingresso $e_{io} + e_c$ dell'amplificatore, capace di produrre all'uscita il voluto segnale $e_u = e_{uo} + d/n$.

Nella figura 7 *a*) è indicato il circuito della figura 6 con la *maglia di reazione* chiusa, cioè lo schema funzionale dell'*amplificatore in reazione*

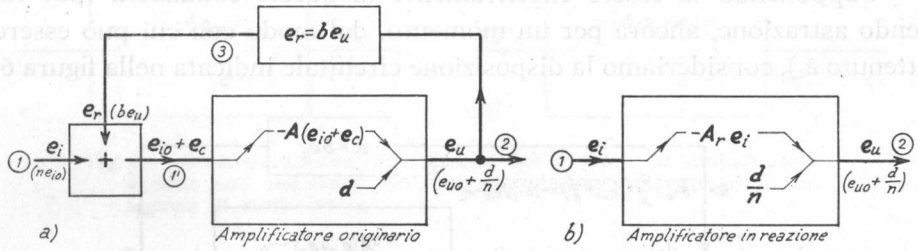


Fig. 7 — Schema funzionale dell'amplificatore in reazione negativa e sua forma ridotta.

negativa, identico a quello già preso in considerazione nella figura 1 *b*). L'amplificatore in reazione ha come segnale d'ingresso la tensione e_i e come segnale d'uscita la tensione $e_u = e_{uo} + d/n$ (fig. 7 *b*); in confronto all'amplificatore originario (fig. 5) l'amplificatore in reazione presenta, *a parità di tensione utile d'uscita* e_{uo}, un errore che è un ennesimo di quello originario; ma richiede un segnale d'ingresso n volte più grande $e_i = n\, e_{io}$ (8),

(8) - Come appare dai ragionamenti precedenti e come è schematicamente indicato nella figura 6, del segnale $e_i = n\, e_{io}$ applicato all'ingresso dell'amplificatore in reazione, un ennesimo (pari ad e_{io}) viene immesso nell'amplificatore originario, insieme con la tensione e_c di correzione, e serve per l'effettiva amplificazione; gli altri $(n-1)$ ennesimi servono ad annullare la tensione:

$$\frac{n-1}{A}\, e_{uo} = -(n-1)\, e_{io} \ ,$$

che proviene dall'uscita e_u dell'amplificatore insieme col segnale di correzione.

il che equivale a dire che esso presenta un'amplicazione A_r (*amplificazione in reazione*) che è un ennesimo dell'*amplificazione intrinseca* A:

$$(13) \qquad A_r = \frac{A}{n} .$$

È appena necessario notare che il numero n, per il quale viene diviso l'errore e moltiplicato il segnale d'ingresso, coincide col fattore di reazione introdotto nel n. 1; dalla relazione (9) si ottiene infatti immediatamente:

$$(14) \qquad n = 1 + b\,A ,$$

per cui, come già nelle formule (2) e (4) nel n. 1, si ha:

$$(15) \qquad e_i = n\,e_{io} = e_{io}\,(1 + b\,A) .$$

Le considerazioni svolte nel caso in cui l'*amplificazione intrinseca* è $-A$ valgono anche nel caso in cui essa sia $+A$: in tal caso, peraltro, per avere reazione negativa, il segnale di reazione deve essere *sottratto* al segnale e_i, come è già stato visto nello schema funzionale della figura 2.

Un esempio numerico varrà a chiarire le considerazioni fatte e le formule ricavate. Consideriamo un amplificatore che produca un'amplificazione di *100* con segnale d'uscita di segno opposto di quello d'entrata ($-A = -100$). Nell'ipotesi di segnale d'entrata sinusoidale $e_{io} = E_{io}\,sen\,\omega t$, l'espressione della sua tensione d'uscita risulta $e_u = -A\,e_{io}\,sen\,\omega t + d$, in cui $e_{uo} = -A\,E_{io}\,sen\,\omega t = -100\,E_{io}\,sen\,\omega t$ è il segnale utile, mentre d rappresenta una generica tensione distorcente, ad esempio un'armonica. Si voglia che l'ampiezza di e_{uo} risulti $E_{uo} = 10$ V; dovrà allora essere $E_{io} = E_{uo}/100 = 0{,}1$ V.

Nell'intento di ridurre d introduciamo la controreazione col metodo della figura 7: l'errore d viene allora diviso per n, ma per ottenere ancora un'uscita di *10* V, il segnale d'ingresso deve avere ampiezza, non più E_{io}, ma $n\,E_{io}$. Si voglia, ad esempio, ridurre d ad *1/5* del suo valore: dovrà, per questo, essere $n = 5$ e, di conseguenza, per la formula (9), risulterà $b = (n-1)/A = (5-1)/100 = 0{,}04$; ciò significa che nel *circuito di reazione* la tensione d'uscita dovrà essere moltiplicata per *0,04* (ossia divisa per *25*), il che può farsi con un partitore resistivo come nella figura 1.

Se n è *5*, la tensione d'ingresso $e_i = n\,e_{io}$ deve avere ampiezza $E_i = 0{,}5$ V; di questi *0,5* volt un'aliquota pari a *0,4* volt è eliminata nel sommatore, così che nell'amplificatore originario entra solo un'aliquota di *0,1* V; è questa che, amplificata *100* volte, da luogo ai *10 V* presenti all'uscita. Insieme col segnale $e_{io} = 0{,}1\,sen\,\omega t$ entra nell'amplificatore originario anche il segnale di correzione che, per la formula (7) ha il valore:

$$e_c = \frac{n-1}{A}\,\frac{d}{n} = 4 \cdot 10^{-2}\,\frac{d}{5} ;$$

amplificato *100* volte e cambiato di segno, il segnale e_c produce in uscita una tensione $-4d/5$ che, sommandosi alla tensione d (nata entro l'amplificatore), dà luogo ad una tensione $d - 4d/5 = d/5$. All'uscita dell'amplificatore si ha dunque una tensione:

$$e_u = e_{uo} + \frac{d}{5} = -10\, sen\, \omega t + \frac{d}{5} \; ;$$

questa — che è l'effettiva tensione d'uscita dell'amplificatore controreazionato — entro il circuito di reazione viene moltiplicata per $b = 0{,}04$ dando luogo alla tensione di reazione $e_r = b\, e_u = -0{,}4\, sen\, \omega t + 4 \cdot 10^{-2}\, d/5$ che entra nel sommatore. Nella tensione e_r si devono distinguere due parti nettamente diverse. C'è una parte utile, $e_c = 4 \cdot 10^{-2}\, d/5$, che è il segnale di correzione; esso attraversa il sommatore e giunge all'ingresso dell'amplificatore originario. C'è poi una parte, per così dire, dannosa, $b\, e_{uo} = -0{,}4\, sen\, \omega t$, che sommandosi al segnale d'ingresso $e_i = 0{,}5\, \omega t$, lo distrugge in gran parte; rimane infatti disponibile un segnale di ampiezza *0,1 V* che, come si è già detto, entra nell'amplificatore originario. È proprio per eliminare la tensione $b\, e_{uo} = -0{,}4\, sen\, \omega t$ che il segnale e_i deve sovrastare l'effettivo segnale utile d'ingresso $e_{io} = 0{,}1\, sen\, \omega t$ di ben *0,4* V.

Nell'esempio considerato, in definitiva, il segnale utile d'uscita ha ampiezza *10* V, mentre l'effettivo segnale d'ingresso e_i ha ampiezza *0,5* V: l'amplificazione complessiva (*amplificazione in reazione*) è pertanto $10/0{,}5 = 20$, invece che *100* come si ha nell'amplificatore originario (*amplificazione intrinseca*). È la penale che bisogna pagare per avere la voluta riduzione dell'errore ad $1/5$.

3. — Esaltazione degli errori prodotti dalla reazione positiva - Oscillazioni spontanee degli amplificatori - Multivibratori.

Nel paragrafo precedente si è analizzato il meccanismo col quale la reazione negativa riduce l'errore d introdotto da un amplificatore; si è visto che, pur di disporre di un segnale d'ingresso e_i pari ad n volte quello necessario in assenza di reazione, e_{io}, è possibile ottenere la medesima tensione utile d'uscita e_{uo} con un errore pari a d/n.

Orbene, se si opera nello stesso modo supponendo n minore di *1*, i risultati raggiunti non cambiano formalmente: si ottiene, così, in uscita ancora la tensione $e_u = e_{uo} + d/n$ partendo da un segnale d'ingresso $e_i = n\, e_{io}$, ma (essendo n minore di *1*) il segnale d'ingresso è minore che in assenza di reazione, mentre l'errore è maggiore. La reazione, in tali condizioni, è *positiva* e può essere ottenuta con lo schema stesso delle figure 6 e 7 purchè l'amplificazione intrinseca sia $+A$ (invece che $-A$), oppure il segnale di reazione e_r sia *sottratto* (invece che *sommato*) al segnale d'ingresso e_i. Nell'uno e nell'altro caso si giunge alla relazione:

$$(1) \qquad e_i = n\, e_{io} = (1 - b\, A)\, e_{io} \; ,$$

da cui si deducono le due seguenti relazioni:

$$(2) \qquad n = 1 - bA \quad , \quad b = \frac{1-n}{A} \, .$$

Si abbia, ad esempio, un amplificatore con amplificazione $+A = 50$ e si voglia, mediante la reazione positiva, ottenere un determinato segnale d'uscita servendosi di un segnale d'ingresso *metà* di quello che sarebbe necessario in assenza di reazione: essendo allora $n = 0{,}5$, dovrà essere $b = (1 - 0{,}5)/50 = 0{,}01$, il che può ottenersi agevolmente mediante un partitore resistivo (come quello usato nello schema della figura 1), che divida per *100* il segnale d'uscita. Naturalmente, con l'introduzione d'una tale reazione positiva *l'errore in uscita diviene doppio* e ciò costituisce la penale (per così dire) che bisogna pagare per avere la voluta riduzione a metà del segnale d'ingresso.

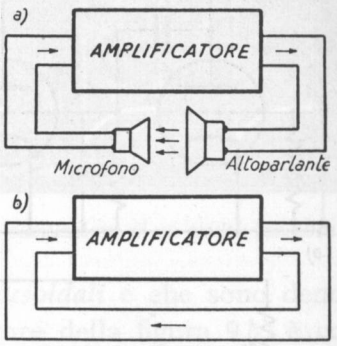


Fig. 8 — Se si stabilisce un collegamento fra l'uscita e l'entrata di un amplificatore, nascono in questo oscillazioni spontanee.

A parità del segnale d'uscita, il segnale l'ingresso dell'amplificatore in reazione positiva può essere reso piccolo quanto si vuole pur di scegliere opportunamente b. Appare anzi dalla (1) che se si rende $b = 1/A$ (nell'esempio precedente $b = 1/50$) risulta addirittura $e_i = 0$, cioè *si ha segnale in uscita senza segnale d'ingresso*: in tali condizioni si suole dire che l'amplificatore è divenuto un *autooscillatore*. Vedremo con maggior cura nel n. 5 la situazione in cui si verifica tale possibilità: qui vogliamo mettere in evidenza che essa si presenta spontaneamente negli amplificatori ad audiofrequenza (aventi all'entrata un microfono ed all'uscita un altoparlante), se il microfono viene a trovarsi di fronte od in vicinanza all'altoparlante (fig. 8 *a*). È probabilmente a tutti noto che in tal caso nasce, generalmente, un forte fischio (*effetto Larsen*). La ragione di questo fenomeno è che un qualunque segnale acustico prodotto dall'altoparlante, agendo sul microfono, si sovrappone al segnale d'ingresso rientrando nell'amplificatore: la forte reazione che ne deriva è positiva in un certo campo di frequenza (9) e dà luogo ad oscillazioni

(9) - La ragione di ciò apparirà dalle considerazioni svolte nei nn. 4-5.

spontanee che si manifestano col suddetto fischio. Per il verificarsi del fenomeno non è necessario che l'altoparlante produca un suono iniziale: un qualunque rumore dell'ambiente che giunga sul microfono o, ancora, una qualunque variazione spontanea dello stato elettrico interno dell'amplificatore, provocano un rumore all'uscita dell'altoparlante. Il rumore giunge sul microfono, viene nuovamente amplificato e riprodotto dall'altoparlante e così via: una volta che il fenomeno è *innescato* esso prosegue da solo senza alcun intervento esterno.

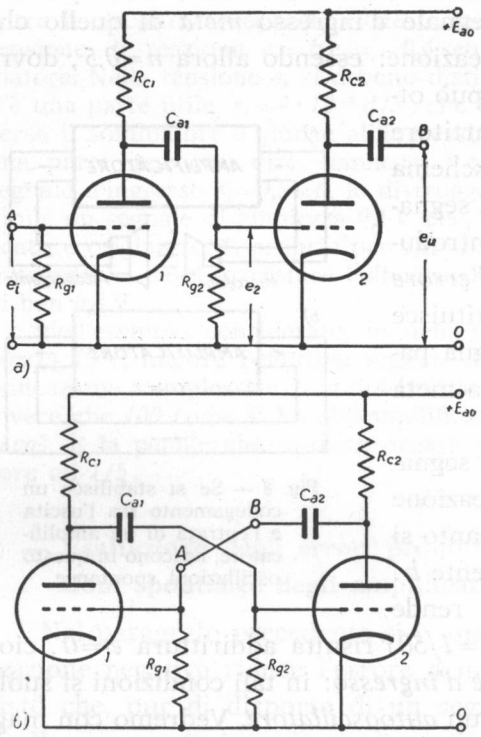


Fig. 9 — Derivazione del *multivibratore di Abraham* da un amplificatore a resistenza e capacità a due stadi.

Occorre osservare che il microfono e l'altoparlante rendono molto evidente il fenomeno di formazione delle oscillazioni spontanee, ma non sono affatto necessari per la sua esistenza; se si collega l'entrata all'uscita del medesimo amplificatore senza l'interposizione del microfono e dell'altoparlante (fig. 8*b*), l'amplificatore *entra in oscillazione* spontaneamente ed un *oscillografo* (Cap. XV) collegato all'uscita mostrerebbe l'esistenza di quelle oscillazioni che nel caso precedente erano messe in evidenza dall'altoparlante con un fischio. È ancora una spontanea variazione dello stato elettrico dell'amplificatore che, amplificata e riportata in ingresso, dà origine al fenomeno.

La disposizione circuitale della figura 8 *b*) è molto usata nella tecnica elettronica per produrre oscillazioni di vario genere: essa dà luogo a dispositivi elettronici che si dicono, appunto, *autooscillatori* o, più comunemente, *oscillatori* e che formeranno oggetto di studio nei volumi II e III. Accenneremo, qui, soltanto a due loro semplici esempi, che si dicono *oscillatori di rilassamento* o *multivibratori.* Il primo deriva da

un amplificatore a resistenza e capacità a due stadi, attuato con tubi (fig. 9 *a*) o transistori, in cui l'uscita è collegata all'entrata come è indicato nella figura 9 *b*). Poichè nell'amplificatore originario (fig. 9 *a*) la tensione d'uscita e_u è di segno opposto ad e_2 e questa è, a sua volta, di segno opposto alla tensione d'entrata e_i, il collegamento fra il morsetto d'uscita, B, e quello d'entrata, A, dà luogo ad una reazione positiva di forte valore. Grazie a ciò, una qualunque variazione di tensione che nasca nel circuito è destinata ad esaltarsi ed a produrre uno stato di oscillazione permanente; nella figura 10 è mostrato un *oscillogramma* tipico di tali oscillazioni, che sono *periodiche ma non sinusoidali* e che sono denominate *oscillazioni di rilassamento*. L'oscillatore della figura 9 *b*) è comunemente detto *multivibratore di Abraham* ([10]) ed è applicato in vari campi dell'elettronica come generatore di oscillazioni di forma quasi rettangolare.

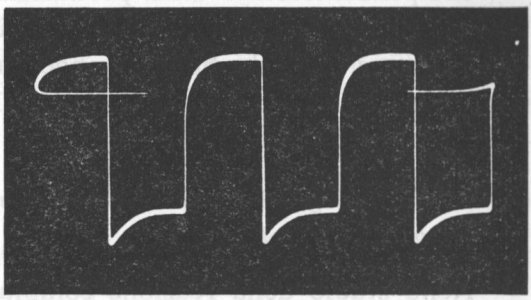


Fig. 10 — Tipiche oscillazioni di un multivibratore.

Un altro semplice esempio di oscillatore, detto *multivibratore a trasformatore* o *oscillatore bloccato* ([11]), deriva da un amplificatore a trasformatore (fig. 11 *a*), in cui l'uscita è direttamente collegata all'en-

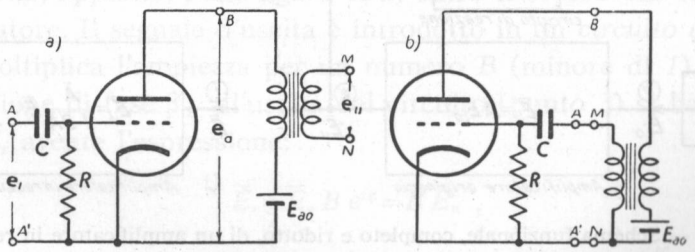


Fig. 11 — Derivazione del *multivibratore a trasformatore* da un amplificatore a trasformatore.

([10]) - Il suo studio approfondito è compiuto nel Vol. III.

([11]) - Il suo studio è svolto nel Vol. III.

trata (fig. 11 *b*), così da dar luogo alla reazione positiva (tensione d'uscita e_u in fase con la tensione d'entrata e_i); se il rapporto di trasformazione ha valore opportuno, nascono oscillazioni spontanee che sono, come nel multivibratore di Abraham, periodiche ma non sinusoidali e con forma molto varia.

Indipendentemente dalla produzione di oscillazioni, la reazione positiva è alla base del funzionamento di una vasta categoria di circuiti — detti *a scatto* — che hanno grande importanza per la moderna tecnica elettronica e che sono studiati nel Vol. III.

4. — Effetto degli sfasamenti negli amplificatori in reazione: studio con segnali sinusoidali.

Nello studio della reazione compiuto finora si è sempre ammesso che il segnale d'uscita degli amplificatori fosse di segno opposto ($-A$) o dello stesso segno ($+A$) del segnale d'ingresso, ma ciò, in realtà, non è esatto: sappiamo infatti che, nel caso generale, un amplificatore introduce uno sfasamento α diverso da zero o da π (Cap. X, n. 10; Cap. XI, nn. 4, 7). Per ogni amplificatore esistono particolari campi di frequenza in cui sono verificate le condizioni $\alpha = 0$ oppure $\alpha = \pi$, finora ammesse,

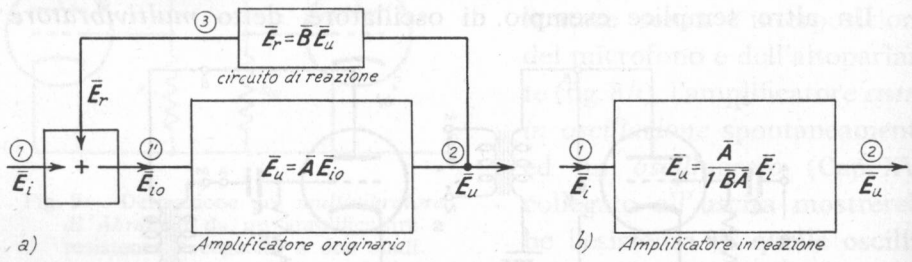


Fig. 12 — Schema funzionale, completo e ridotto, di un amplificatore in reazione.

ma in altri campi vi è uno sfasamento aggiuntivo. Accade allora che se la reazione è stabilita per le particolari gamme di frequenza in cui α è 0 o π, essa risulta modificata per le frequenze per le quali lo sfasamento è diverso. Ciò può portare, come vedremo, conseguenze assai gravi, specialmente in relazione alla possibilità per l'amplificatore di *entrare in oscillazione spontanea* (n. 3); nulla cambia invece, sostanzialmente, circa l'attitudine della reazione di modificare l'errore d introdotto

dall'amplificatore. Prescinderemo pertanto da questo e svolgeremo lo studio dell'amplificatore in reazione senza tener conto dell'errore, cioè in condizioni ideali, ottenendone un grande vantaggio di semplicità; per tenere conto, poi, della relazione di fase fra i segnali d'entrata e d'uscita conviene operare con segnali sinusoidali ed usare per essi la notazione simbolica.

Ciò posto, consideriamo lo schema funzionale di amplificatore in reazione indicato nella figura 12 *a*) ([12]): detto $\overline{E}_{io}$ il segnale applicato all'ingresso vero e proprio dell'amplificatore (punto *1'*), il segnale d'uscita (punto *2*) sarà del tipo:

$$(1) \qquad \overline{E}_u = \overline{E}_{io} A e^{j\alpha},$$

dove A è il *rapporto di amplificazione* ed α lo *sfasamento* introdotto dall'amplificatore. Detta:

$$(2) \qquad \overline{A} = A e^{j\alpha},$$

la *funzione di trasferimento* dell'amplificatore, che nel n. 10 del Cap. X abbiamo chiamato *amplificazione complessa*, la (1) potrà scriversi sinteticamente:

$$(3) \qquad \overline{E}_u = \overline{A}\,\overline{E}_{io},$$

come è fatto, appunto, nella figura 12 *a*) entro il *blocco* che rappresenta l'amplificatore. Il segnale d'uscita è introdotto in un *circuito di reazione* che ne moltiplica l'ampiezza per un numero B (minore di *1*) e provoca una rotazione di fase β; all'uscita del circuito (punto *3*) si ha allora un segnale $\overline{E}_r$ avente l'espressione:

$$(4) \qquad \overline{E}_r = \overline{E}_u B e^{j\beta} = \overline{B}\,\overline{E}_u,$$

dove $\overline{B} = B e^{j\beta}$ è la funzione di trasferimento del circuito di reazione.

Il *segnale di reazione* $\overline{E}_r$ è sommato entro il *sommatore* all'effettivo segnale $\overline{E}_i$ da amplificare (punto *1*): il segnale risultante $\overline{E}_i + \overline{E}_r$ è ap-

---

([12]) - Le considerazioni che saranno svolte per tale schema potrebbero essere ripetute in maniera analoga nei casi in cui il segnale di reazione *è sottratto* dal segnale d'ingresso ed in cui il segnale di reazione *è una corrente* invece che una tensione (amplificatori a transistori).

plicato all'amplificatore (punto *1'*) come segnale $\overline{E}_{io}$, che ha pertanto l'espressione:

$$(5) \qquad \overline{E}_{io}=\overline{E}_i+\overline{E}_r=\overline{E}_i+\overline{B}\,\overline{E}_u \ .$$

La relazione (3) si scriverà, perciò:

$$(6) \qquad \overline{E}_u=\overline{A}\,\overline{E}_{io}=\overline{A}\,(\overline{E}_i+\overline{B}\,\overline{E}_u) \ ;$$

riportando il termine $\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{E}_u$ nel primo membro, si ha:

$$(7) \qquad \overline{E}_u(1-\overline{B}\,\overline{A})=\overline{A}\,\overline{E}_i \ ,$$

da cui si ottiene in definitiva:

$$(8) \qquad \overline{E}_u=\frac{\overline{A}}{1-\overline{B}\,\overline{A}}\,\overline{E}_i \ .$$

È, questa, una relazione complessa che lega il segnale d'uscita all'effettivo segnale d'ingresso (quello che si ha nel punto *1* dello schema funzionale di figura 12*a*). Considerando l'intero dispositivo come un amplificatore avente quale segnale d'ingresso $\overline{E}_i$ e quale segnale d'uscita $\overline{E}_u$ (fig. 12*b*), la (8) esprime la relazione di amplificazione di tale amplificatore. Ne deduciamo che l'amplificatore in reazione si comporta come un ordinario amplificatore la cui *amplificazione complessa* risulta:

$$(9) \qquad \overline{A}_r=\frac{\overline{A}}{1-\overline{B}\,\overline{A}} \ ;$$

per evitare confusioni, chiameremo $\overline{A}_r$ *amplificazione complessa in reazione* (amplificazione complessa dell'amplificatore in reazione) mentre denomineremo *amplificazione complessa intrinseca* l'amplificazione complessa $\overline{A}$ dell'amplificatore originario (ossia l'amplificazione che si ha dal punto *1'* al punto *2*). Il modulo di $\overline{A}_r$:

$$(10) \qquad A_r=\frac{A}{|1-\overline{B}\,\overline{A}|} \ ,$$

esprime il rapporto di amplificazione effettivo dell'amplificatore in reazione, $A_r=E_u/E_i$ (n. 2).

Se $\overline{A}$ e $\overline{B}$ sono tali che il denominatore della frazione (10), $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$, è maggiore di *1*, risulta $A_r<A$ e *la reazione è negativa*; se invece è

$|1-\overline{B}\,\overline{A}|<1$, risulta $A_r>A$ e *si ha la reazione positiva*. Il rapporto:

$$\frac{A}{A_r}=|1-\overline{B}\,\overline{A}|\,, \tag{11}$$

che misura la diminuzione (reazione negativa) o l'aumento (reazione positiva) dell'amplificazione è il *fattore di reazione*, che nei paragrafi precedenti abbiamo indicato con n [13]. Il *fattore di reazione* ora ricavato:

$$n=|1-\overline{B}\,\overline{A}|\,, \tag{12}$$

nel mentre esprime la riduzione (o l'aumento) dell'amplificazione prodotta dalla reazione negativa (o positiva), è anche la misura della riduzione (o aumento) degli errori e l'indice dei miglioramenti (o peggioramenti) che la reazione introduce negli amplificatori a cui è applicata, come vedremo nei paragrafi seguenti.

Poichè nell'espressione (12) del fattore di reazione tanto $\overline{A}$ che $\overline{B}$ dipendono dalla frequenza e variano generalmente con essa, per conoscere il comportamento generale di un amplificatore in reazione occorre indagare sul valore di $n=|1-\overline{B}\,\overline{A}|$ in corrispondenza alle varie frequenze; ciò si fa valendosi di una notevole costruzione grafica che introdurremo nel paragrafo seguente.

5. — Comportamento al variare della frequenza dell'amplificatore in reazione. Criterio di Nyquist.

È noto che il numero complesso $\overline{A}=A\,e^{j\alpha}$ può rappresentarsi sul piano complesso $(x\,,j\,y)$ con un vettore $\overline{OP}$ (fig. 13 *a*) di modulo A, formante con l'asse reale un angolo α; l'estremo P del vettore è, analogamente, il punto rappresentativo del numero complesso $\overline{A}$ [14]. Poichè A ed α dipendono dalla frequenza, per ogni valore di f si avrà un vettore

---

[13] - Supponiamo che in una determinata gamma di frequenze siano soddisfatte le condizioni che si sono prese a base delle considerazioni fatte nei paragrafi precedenti e precisamente che $\overline{B}$ ed $\overline{A}$ siano numeri reali ed abbiano i valori costanti $\overline{B}=b$, $\overline{A}=-A$; il fattore di reazione ha allora il valore $|1-\overline{B}\,\overline{A}|=1+b\,A$ e coincide col numero n che abbiamo ricavato nel n. 2 (form. 14). Esso è maggiore di 1, per cui la reazione è negativa.

[14] - Le coordinate x ed jy del punto P sono legate ad $\overline{A}$ dalla relazione $\overline{A}=x+jy$. Sussistono poi le relazioni ovvie $A^2=x^2+y^2$, $tang\,\alpha=y/x$.

ed un punto rappresentativo diverso: la *curva luogo* dei punti rappresentativi P, estremi dei vettori $\overline{A}$ relativi alle varie frequenze (fig. 13 *b*), costituisce una rappresentazione grafica sintetica del comportamento dell'amplificatore alle varie frequenze. Quando la curva è quotata, come in figura, coi valori della frequenza, essa riassume i dati normalmente forniti dalle curve di risposta e di fase dell'amplificatore, in quanto consente, col metodo della figura 13 *a*), la determinazione dei valori di A ed α per qualsiasi valore della frequenza. A titolo di esempio, nella figura 13 *c*) è riportata la curva luogo dei punti di $\overline{A}$ nel caso di un sem-

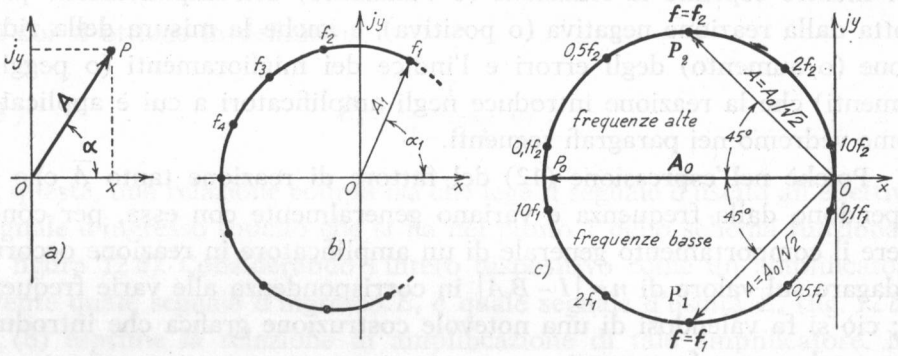


Fig. 13 — Rappresentazione grafica sul piano complesso dell'amplificazione $\overline{A}$ (*a*): *curva luogo* di $\overline{A}$ al variare della frequenza in un caso generico (*b*) ed in un amplificatore a resistenza e capacità (*c*).

plice stadio di amplificazione a resistenza e capacità, dedotta dalle corrispondenti curve di risposta e di fase (Cap. XI, n. 3, fig. 7): il punto P_0 corrisponde alle frequenze centrali della banda passante, là dove l'amplificazione ha il valore costante A_0 e lo sfasamento fra i segnali d'uscita e d'entrata è *180°*. I punti P_1 e P_2 corrispondono alle note *frequenze caratteristiche* f_1 ed f_2 che delimitano la *banda passante* dell'amplificatore; in corrispondenza a tali frequenze si ha $A = A_0/\sqrt{2}$, $\alpha = 180° \pm 45°$.

Anche per il numero complesso $\overline{B} = B\,e^{j\beta}$, che caratterizza il comportamento del circuito di reazione, può tracciarsi una *curva luogo* analoga a quella di $\overline{A}$; e la stessa cosa si può fare per il numero complesso:

$$(1) \qquad \overline{B}\,\overline{A} = B\,A\,e^{j(\beta+\alpha)},$$

che caratterizza le successive operazioni compiute dall'amplificatore e

dal circuito di reazione ([15]). Noto l'andamento in funzione della frequenza di $\overline{A}$ e di $\overline{B}$ (ossia di A e B, oltre che di α e β), il tracciamento della curva luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ non presenta difficoltà; così, se l'azione del circuito di reazione è semplicemente quella di ridurre l'ampiezza del segnale d'uscita (come nel caso dell'amplificatore della figura 1) e quindi $\overline{B}$ è semplicemente un numero minore di 1, il luogo dei punti rappresentativi di $\overline{B}\,\overline{A}$ non è che quello di $\overline{A}$ in cui i singoli vettori $\overline{OP}$ siano moltiplicati per B.

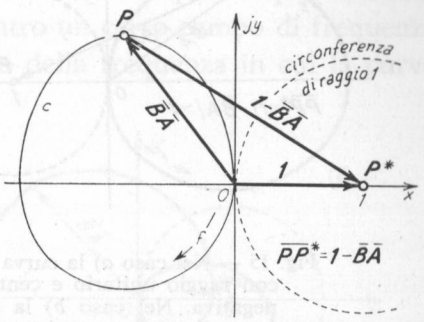


Fig. 14 — Se P è un punto della curva luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ e P^* è il punto di coordinate $1+j0$, il modulo del vettore $\overline{PP}^*$ è uguale a $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$.

Ciò posto, supponiamo che il luogo dei punti rappresentativi di $\overline{B}\,\overline{A}$ sia la curva c della figura 14 e che, in corrispondenga ad una determinata frequenza, $\overline{B}\,\overline{A}$ sia rappresentato dal punto P o (ugualmente) dal vettore $\overline{OP}$. Consideriamo poi il punto P^* sull'asse reale, di coordinate $x=1$ e $jy=0$, che rappresenta (al pari del vettore $\overline{OP}^*$) il numero complesso $1+j0$; è facile verificare che il vettore $\overline{PP}^*$ (col verso indicato in figura) è la differenza dei vettori $\overline{OP}^*$ ed $\overline{OP}$ e rappresenta, perciò, il numero complesso $1-\overline{B}\,\overline{A}$, cosicchè il suo modulo (ossia la lunghezza $P\,P^*$) è pari ad $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$.

La costruzione indicata dà modo, quindi, di valutare per ogni frequenza il valore di $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$ e, da ciò, il valore dell'amplificazione A_r noto il valore di A:

$$(2) \qquad A_r = \frac{A}{|1-B\,A|} \,.$$

Dalla costruzione della figura 14 deriva anche la possibilità di giudicare a vista se la reazione è negativa o positiva: tracciata, infatti, una circonferenza con centro in P^* e raggio unitario, se il punto P conside-

([15]) - Supponiamo, ad esempio, che, per una certa frequenza, l'amplificatore moltiplichi l'ampiezza del segnale per 100 ($A=100$) e lo sfasi di $165°$ ($\alpha=165°$), mentre il circuito di reazione moltiplichi l'ampiezza del segnale d'uscita per $1/1000$ ($B=10^{-3}$) e produca uno sfasamento di $15°$ ($\beta=15°$), l'azione complessiva dell'amplificatore e del circuito di reazione (caratterizzata da $\overline{B}\,\overline{A}$) è quello di convertire la tensione $\overline{E}_{io}$ in una tensione $\overline{E}_r=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{E}_{io}$ che ha ampiezza $100 \cdot 10^{-3} E_{io}=0{,}1 E_{io}$ ed è sfasata di $15+165=180°$ rispetto ad $\overline{E}_{io}$.

rato è esterno ad essa (come nella figura 14), risulta $PP^* = |1 - \overline{B}\,\overline{A}| > 1$ e quindi *la reazione è negativa*; se, invece, P è interno alla circonferenza risulta $PP^* = |1 - \overline{B}\,\overline{A}| < 1$ e quindi *la reazione è positiva.* Per esempio, il semplice esame della figura 15 mostra che nel caso *a*) la reazione è

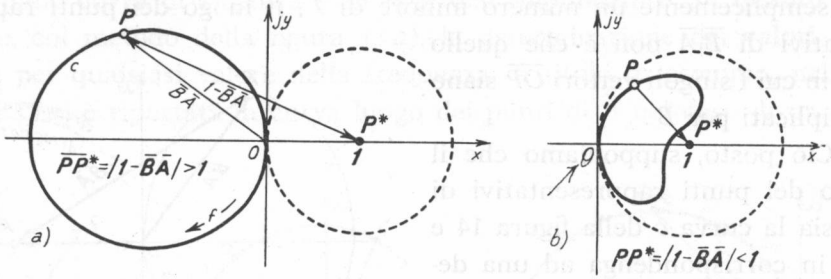


Fig. 15 — Nel caso *a*) la curva luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ è tutta esterna al cerchio con raggio unitario e centro in P^*; perciò la reazione è sempre negativa. Nel caso *b*) la reazione è sempre positiva perchè la curva luogo è tutta interna al cerchio.

sempre negativa qualunque sia la frequenza, mentre nel caso *b*) la reazione è sempre positiva, perchè la curva luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ è tutta interna al cerchio con centro in P^* e raggio unitario.

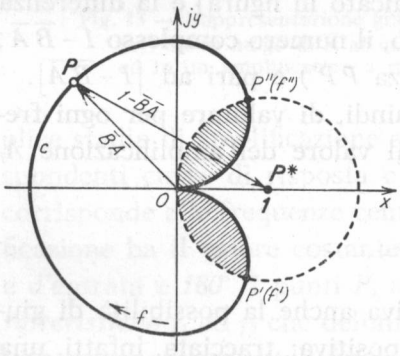


Fig. 16 — La reazione è generalmente negativa, ma per le frequenze basse ed alte diviene positiva.

Il caso della figura 16 è più complesso perchè, mentre la maggior parte della curva luogo è esterna al cerchio, due suoi tratti sono invece interni: si tratta di un amplificatore (del tipo delle figg. 1 e 2) che generalmente è in reazione negativa, mentre per le frequenze basse ed alte passa in reazione positiva; ne deriva una riduzione generica di amplificazione (reazione negativa) accompagnata però da un'esaltazione (reazione positiva) in corrispondenza alle frequenze estreme della banda. È una situazione che si presenta non infrequentemente in pratica, particolarmente negli amplificatori in controreazione con vari stadi di amplificazione; e rappresenta un inconve-

niente perchè, in corrispondenza alle frequenze in cui la reazione diviene positiva, si perdono quei vantaggi che si è cercato di ottenere introducendo la reazione negativa. Ma un inconveniente ben più grave può sorgere in alcuni casi ed è l'*innesco* di oscillazioni spontanee, ossia la trasformazione dell'amplificatore in un autooscillatore.

Consideriamo la curva c' della figura 17 *a*), luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ per un particolare amplificatore che è in reazione negativa per frequenze basse ed alte, mentre è in reazione positiva entro un certo campo di frequenze intermedie. Osserviamo che, nell'intorno della frequenza in cui la curva

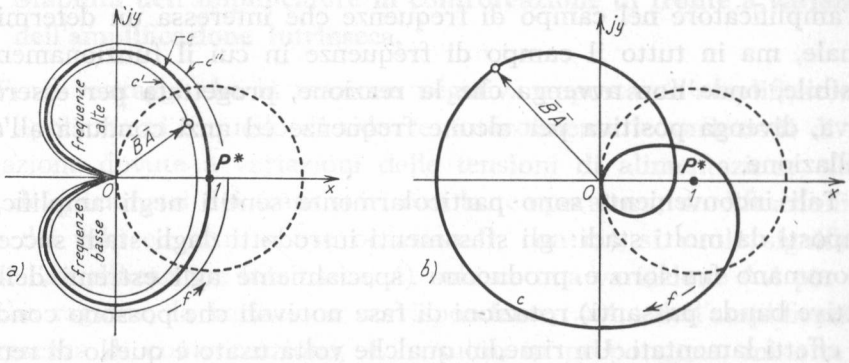


Fig. 17 — Se la curva luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ passa per il punto P^* $(1+j0)$ o lo comprende nel suo interno, l'amplificatore entra in oscillazione.

taglia l'asse reale, il numero $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$ è molto piccolo, per cui (come appare dalla formula 2) l'amplificazione A_r risulta molto alta. Essa diviene infinitamente grande se — in conseguenza di un aumento dell'amplificazione intrinseca A o del rapporto B — la curva luogo si allarga divenendo la curva c: questa: infatti, passa per il punto P^* e perciò, alla corrispondente frequenza, risulta $|1-\overline{B}\,\overline{A}|=0$.

Che il rapporto di amplificazione A_r sia infinitamente grande traduce matematicamente il fatto fisico che l'amplificatore in reazione diviene un autooscillatore, in cui si ha segnale d'uscita pur essendo nullo il segnale d'ingresso. Naturalmente la condizione di oscillazione spontanea sussiste — ed a maggior ragione — se l'amplificazione intrinseca A od il rapporto B aumentano, così che il segnale di reazione risulti ancora più grande: notiamo che in tali condizioni la curva luogo di $\overline{B}\,\overline{A}$ è più larga di c (come la curva c'' della solita figura 17 *a*) e comprende il

punto P^* nel suo interno ([16]).

Le conclusioni precedenti sono contenute in un celebre criterio dovuto al Nyquist (*criterio di Nyquist*). Esso afferma ([17]) che *se la curva luogo di* $\overline{B}\,\overline{A}$ *racchiude nel suo interno il punto* P^* $(1+j0)$ — come la curva della figura 17 *b*) — *si ha innesco di oscillazioni spontanee; l'amplificatore è, invece, stabile* (*cioè non entra in autooscillazione*) *se il punto* P^* *non è sulla curva o non giace nel suo interno.*

Le considerazioni esposte, pur nella loro incompletezza, danno una idea delle difficoltà che l'introduzione della reazione negli amplificatori implica; occorre infatti preoccuparsi non soltanto del comportamento dell'amplificatore nel campo di frequenze che interessa un determinato segnale, ma in tutto il campo di frequenze in cui il funzionamento è possibile, onde non avvenga che la reazione, progettata per essere negativa, divenga positiva per alcune frequenze ed anzi conduca all'autooscillazione.

Tali inconvenienti sono particolarmente sentiti negli amplificatori composti da molti stadi: gli sfasamenti introdotti dagli stadi successivi si sommano fra loro e producono (specialmente agli estremi delle rispettive bande passanti) rotazioni di fase notevoli che possono condurre agli effetti lamentati. Un rimedio qualche volta usato è quello di rendere la banda passante di tutti gli stadi, *meno uno*, assai più ampia di quanto occorre per il segnale da amplificare ed assegnare il giusto valore della banda passante allo stadio rimasto; in tal modo il comportamento dell'amplificatore in funzione della frequenza è sensibilmente quello medesimo di tale stadio e l'applicazione della reazione negativa al complesso conduce ad una curva luogo del tipo della figura 15 *a*) (o almeno della

---

([16]) - Se dalla curva *c* della figura 17 *a*) si passa alla curva *c''*, la costruzione grafica della figura 14 indica che $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$ diviene maggiore di zero; la formula (2) sembrerebbe allora indicare che l'amplificazione non sia più infinitamente grande e quindi che non esistano le condizioni per la nascita di oscillazioni spontanee. Ma — a parte il fatto che per affrontare la questione occorrerebbero mezzi matematici assai progrediti — occorre osservare che nel passare dalla condizione *c* (in cui l'amplificatore è diventato un autooscillatore) alla condizione *c''*, le formule trovate per gli amplificatori non valgono più e quindi il fatto che $|1-\overline{B}\,\overline{A}|$ divenga maggiore di zero non dice nulla sul comportamento del dispositivo che non è più un amplificatore ma un oscillatore.

([17]) - La dimostrazione del criterio di Nyquist è basata sulle proprietà delle funzioni analitiche e della trasformata di Laplace. Si veda il testo: U. FEDERIGHI, L. GIULIANO - *Matematica per Fisici e Ingegneri*, Vol. II, Cap. III (Ed. C. Cursi, Pisa).

figura 16), con cui è impossibile l'autooscillazione. Un altro rimedio, usato più frequentemente, è quello di applicare la reazione, non all'intero amplificatore, ma ad una sua parte (od a più parti successivamente) comprendendo entro la *maglia di reazione* un numero molto limitato di stadi: generalmente due, come negli amplificatori delle figure 1, 2 e 3. Comunque, questi ed altri metodi più elaborati appartengono ad una tecnica più raffinata di quella che può essere appresa in un testo a carattere generale come il presente.

6. — Stabilità dell'amplificatore in controreazione di fronte a variazioni dell'amplificazione intrinseca.

Fra i vantaggi che la reazione negativa apporta all'amplificatore a cui è applicata vi è quello di ridurre notevolmente le variazioni di amplificazione dovute a variazioni delle tensioni di alimentazione, variazioni dei parametri dei transistori con la temperatura, modificazioni interne dei tubi ed altre cause occasionali; con ciò si vuole significare che se l'amplificazione intrinseca, A, subisce una variazione ΔA per una qualche ragione, la variazione corrispondente, ΔA_r, dell'amplificazione in presenza di controreazione, A_r, risulta, in proporzione, minore. Diciamo *in proporzione* perchè, essendo $A_r < A$ per effetto della controreazione, non avrebbe significato confrontare fra loro la variazione ΔA di A con la variazione ΔA_r di A_r. Occorre rapportare ΔA ad A e ΔA_r ad A_r, cioè considerare le *variazioni relative* ([18]) $\Delta A/A$ e $\Delta A_r/A_r$ e confrontarle fra loro: qualunque sia la causa e l'entità delle variazioni, *la reazione negativa fa sempre sì che la variazione relativa (o percentuale) di A_r sia minore di quella di A.*

Consideriamo, ad esempio, un amplificatore in reazione negativa, in cui sia $\overline{A} = -A = -100$, $\overline{B} = B = 0{,}04$ e quindi $n = |1 - \overline{B}\,\overline{A}| = 1 + B\,A = 5$, $A_r = A/n = 20$. Se, per una causa qualsiasi l'amplificazione intrinseca su-

---

([18]) - La variazione relativa (rapporto fra la variazione di una grandezza ed il valore di questa) e la variazione percentuale costituiscono un elemento più significativo che non la variazione in se stessa. Così, ad esempio, se due sbarre, l'una di 2 m e l'altra di 80 cm, subiscono un allungamento di 2 cm, la variazione di lunghezza (variazione assoluta) è la medesima, ma l'entità dell'allungamento è minore nel primo caso che nel secondo; ciò è ben rivelato dalla variazione relativa (o dalla variazione percentuale) che nel primo caso è $2/200 = 0{,}01$ (1%) e nel secondo $2/80 = 0{,}025$ (2,5%).

bisce una variazione percentuale del *10%*, divenendo $\overline{A}' = -A' = -90$, l'amplificazione A_r diviene:

$$(1) \qquad A_r' = \frac{A'}{1 + B\,A'} = \frac{90}{1 + 0{,}04 \cdot 90} \cong 19{,}78 \ ;$$

dal valore *20* che essa possedeva, subisce pertanto una variazione $\Delta A_r = 0{,}22$ pari all'*1,1%* del suo valore iniziale. La reazione negativa ha quindi fatto sì che ad una variazione del *10%* dell'amplificazione intrinseca corrisponda una variazione di appena l'*1,1%* dell'amplificazione effettiva A_r.

Nel caso di variazioni piccole dell'amplificazione intrinseca è facile verificare e si può dimostrare matematicamente ([19]) che la *variazione relativa* (*o percentuale*) *dell'amplificazione in reazione è un ennesimo della variazione relativa* (*o percentuale*) *dell'amplificazione intrinseca.* Essendo $n = |1 - \overline{B}\,\overline{A}|$ il fattore di reazione, si ha allora:

$$(2) \qquad \frac{\Delta A_r}{A_r} = \frac{1}{n}\,\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{|1 - \overline{B}\,\overline{A}|}\,\frac{\Delta A}{A} \ ;$$

così, se nell'amplificatore considerato nell'esempio precedente ($\overline{A} = -100$; $\overline{B} = 0{,}04$; $n = 5$) l'amplificazione intrinseca subisce una variazione dell'*1%*, passando da *100* a *99*, l'amplificazione in reazione subisce una variazione percentuale del *0,2%*, che è pari ad *1/5* di quella che l'ha provocata ([20]).

Se la reazione negativa è molto spinta, ossia se il fattore di reazione $n = |1 - \overline{B}\,\overline{A}|$ è assai maggiore di *1*, la *stabilità* dell'amplificatore (cioè l'insensibilità alle cause di variazione dell'amplificazione) diviene molto grande. Difatti, se $|1 - \overline{B}\,\overline{A}|$ è molto maggiore di *1*, si può approssimativamente assumere $1 - \overline{B}\,\overline{A} \cong -\overline{B}\,\overline{A}$ e pertanto la nota relazione $\overline{A}_r = \overline{A}/(1 - \overline{B}\,\overline{A})$ diviene:

$$(3) \qquad \overline{A}_r \cong \frac{\overline{A}}{-\overline{B}\,\overline{A}} \cong -\frac{1}{\overline{B}} \ .$$

([19]) - La dimostrazione è contenuta nell'appendice al paragrafo.

([20]) - In corrispondenza ad $\overline{A} = -99$, l'amplificazione in reazione, invece del valore *20*, assume il valore:

$$A_2 = \frac{99}{1 + 0{,}04 \cdot 99} = \frac{99}{4{,}96} \cong 19{,}96 \ ;$$

risulta pertanto $\Delta A_r = 20 - 19{,}96 = 0{,}04$ a cui corrisponde una variazione relativa $\Delta A_r / A_r \cong 0{,}002$, pari allo *0,2%*.

In tali condizioni, dunque, l'amplificazione dell'amplificatore in reazione *non viene più a dipendere dall'amplificazione intrinseca* ma solo da $\overline{B}$; e poichè $\overline{B}$ dipende solo dalla costituzione del circuito di reazione — i cui elementi sono generalmente impedenze, che possono rendersi stabili quanto si vuole — se ne deduce che $\overline{A}_r$ può essere resa praticamente indipendente dalle variazioni delle tensioni di alimentazione o dalle altre molteplici cause che normalmente fanno variare l'amplificazione di un amplificatore a tubi od a transistori.

APPENDICE: CALCOLO DELLA VARIAZIONE RELATIVA DELL'AMPLIFICAZIONE IN REAZIONE. Supponiamo che, per una causa qualunque, l'amplificazione intrinseca $\overline{A}$ subisca una piccola variazione; al fine di potere svolgere il calcolo coi metodi dell'analisi matematica, supponiamo che la variazione sia infinitesima, $d\overline{A}$. In corrispondenza a tale variazione varia anche $\overline{A}_r$, legata ad $\overline{A}$ dalla relazione:

$$(4) \qquad \overline{A}_r = \frac{\overline{A}}{1 - \overline{B}\,\overline{A}} ;$$

la variazione $d\overline{A}_r$ risulta espressa dalla formula:

$$(5) \qquad d\overline{A}_r = \frac{d\overline{A}_r}{d\overline{A}}\, d\overline{A} = \frac{1}{(1 - \overline{B}\,\overline{A})^2}\, d\overline{A} .$$

Dividendo membro a membro le relazioni (5) e (4) si ottiene:

$$(6) \qquad \frac{d\overline{A}_r}{\overline{A}_r} = \frac{1}{1 - \overline{B}\,\overline{A}} \frac{d\overline{A}}{\overline{A}} ,$$

da cui, passando ai moduli, si ha infine:

$$(7) \qquad \frac{|d\overline{A}_r|}{A_r} = \frac{1}{|1 - \overline{B}\,\overline{A}|} \frac{|d\overline{A}|}{A} = \frac{1}{n} \frac{|d\overline{A}|}{A} .$$

Se la variazione di $\overline{A}$ invece che essere infinitesima è finita ma assai piccola, la relazione (7) sussiste ancora in via approssimata e diviene la (2) precedentemente ammessa.

7. — Riduzione dell'impedenza interna di un amplificatore prodotta dalla reazione negativa.

Qualunque amplificatore connesso ad un'impedenza di utilizzazione $\overline{Z}_u$ (fig. 18) può essere considerato come un generatore che riversa potenza (proveniente dagli alimentatori anodici) nell'utilizzatore nella forma voluta: se il funzionamento dell'amplificatore può ritenersi lineare, lo schema del generatore equivalente può ricavarsi col teorema di Thevenin e risulta del tipo indicato nella figura 18, nell'interno del rettangolo che rappresenta l'amplificatore: la f. e. m. $\overline{E}_{uv}$ è la tensione che si manifesta ai morsetti dell'amplificatore *a vuoto*, cioè con $\overline{Z}_u$ staccata, mentre $\overline{Z}$ è l'impedenza che si osserva ai morsetti aperti quando il segnale d'ingresso dell'amplificatore è nullo. Detta $\overline{A}$ l'amplificazione complessa dell'amplificatore con $\overline{Z}_u$ staccata ed $\overline{E}_{io}$ il segnale d'ingresso, la f. e. m. equivalente ha manifestamente il valore $\overline{E}_{uv}=\overline{A}\,\overline{E}_{io}$; la tensione $\overline{E}_u$ ai capi di $\overline{Z}_u$ (segnale d'uscita) ha pertanto l'espressione:

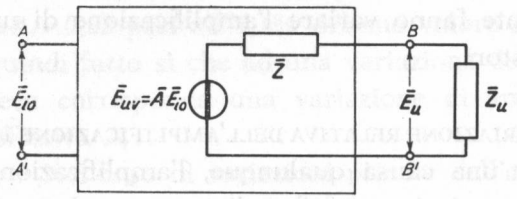


Fig. 18 — Agli effetti di $\overline{Z}_u$ l'amplificatore si comporta come un generatore.

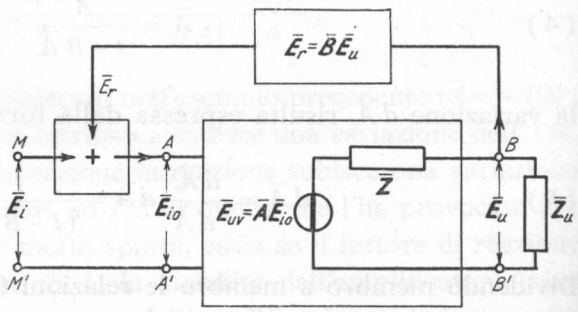


Fig. 19 — Amplificatore in reazione con generatore equivalente in evidenza.

$$(1) \qquad \overline{E}_u=\overline{E}_{uv}\frac{\overline{Z}_u}{\overline{Z}+\overline{Z}_u}=\overline{A}\,\overline{E}_{io}\frac{1}{1+\overline{Z}/\overline{Z}_u}\,.$$

Il segnale d'uscita, dunque, dipende, oltre che da $\overline{E}_{io}$ ed $\overline{A}$, anche da $\overline{Z}/\overline{Z}_u$ e varia al variare di $\overline{Z}_u$. Mostreremo ora che *l'introduzione della controreazione riduce l'impedenza interna dell'amplificatore*, dividendola per il fattore di reazione; a parità di impedenza di utilizzazione, pertanto,

il segnale d'uscita risente meno delle sue eventuali variazioni e questo è un altro aspetto del benefico effetto stabilizzante che la reazione negativa esercita sulla tensione d'uscita degli amplificatori.

Lo schema dell'amplificatore in reazione, con l'impedenza di utilizzazione in evidenza è indicato nella figura 19: entro il rettangolo che rappresenta il vero e proprio amplificatore è indicato lo schema del generatore equivalente, in armonia con quanto è fatto nella figura 18. L'espressione della tensione $\overline{E}_u$ ai capi di $\overline{Z}_u$ è ancora la (1) pur di porre al posto di $\overline{E}_{io}$ il valore:

$$(2) \qquad \overline{E}_{io}=\overline{E}_i+\overline{E}_r=\overline{E}_i+\overline{B}\,\overline{E}_u \ ;$$

sostituendo tale valore nella (1) ed eliminando il denominatore si ottiene:

$$(3) \qquad \overline{E}_u(\overline{Z}+\overline{Z}_u)=\overline{A}\,\overline{Z}_u\,\overline{E}_i+\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{Z}_u\,\overline{E}_u \ ,$$

e, dopo alcuni passaggi, si può finalmente scrivere:

$$(4) \qquad \overline{E}_u=\frac{\overline{A}\,\overline{E}_i}{1-\overline{B}\,\overline{A}}\,\frac{\overline{Z}_u}{\dfrac{\overline{Z}}{1-\overline{B}\,\overline{A}}+\overline{Z}_u}=\overline{E}'_{uv}\,\frac{\overline{Z}_u}{\overline{Z}'+\overline{Z}_u} \ .$$

L'esame di questa formula ed il suo confronto con la (1) mostrano che, per quanto riguarda l'impedenza di utilizzazione $\overline{Z}_u$, l'amplificatore in

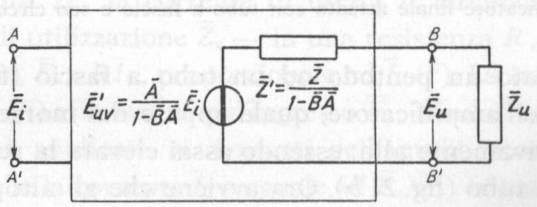


Fig. 20 — Schema equivalente dell'amplificatore in reazione.

reazione si comporta come un generatore, indicato nella figura 20, la cui f. e. m. e la cui impedenza interna hanno i valori:

$$(5) \qquad \overline{E}'_{uv}=\overline{E}_i\,\frac{\overline{A}}{1-\overline{B}\,\overline{A}} \quad , \quad \overline{Z}'=\frac{\overline{Z}}{1-\overline{B}\,\overline{A}} \ .$$

I moduli di queste grandezze complesse hanno i valori:

$$(6) \qquad E'_{uv} = \overline{E}_i \frac{A}{|1 - \overline{B}\,\overline{A}|} \quad , \quad \overline{Z}' = \frac{Z}{|1 - \overline{B}\,\overline{A}|} \; ;$$

se la reazione è negativa il denominatore delle frazioni — che è il *fattore di reazione n* — è maggiore di *1* e pertanto possiamo concludere che la controreazione riduce sia la f. e. m. del generatore equivalente (che in assenza di reazione sarebbe $A E_i$) sia la sua impedenza interna, dividendo entrambe per il fattore di reazione $n = |1 - \overline{B}\,\overline{A}|$. La diminuzione della f. e. m. è la conseguenza della nota riduzione di amplificazione prodotta dalla reazione negativa e rappresenta l'elemento svantaggioso dell'uso della controreazione; la riduzione dell'impedenza interna rappresenta il lato utile del fenomeno, che ha nella tecnica varie applicazioni.

Un'interessante applicazione pratica si ha, ad esempio, negli amplificatori ad audiofrequenza nel cui stadio finale (che alimenta l'altopar-

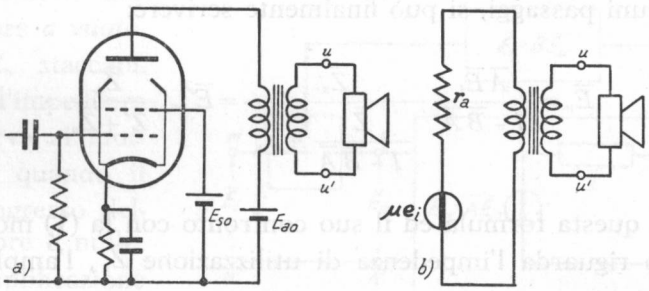


Fig. 21 — Amplificatore finale attuato con tubo a fascio e suo circuito differenziale.

lante) è impiegato un pentodo od un tubo a fascio (fig. 21 *a*): l'impedenza interna dell'amplificatore, quale appare dai morsetti $u\,u'$ dell'altoparlante, è relativamente alta, essendo assai elevata la resistenza anodica differenziale del tubo (fig. 21 *b*). Ora avviene che gli altoparlanti tendono a vibrare con ampiezza eccessiva, alla loro frequenza propria di risonanza meccanica, quando sono alimentati da un generatore di impedenza relativamente alta e ciò accade, appunto, con l'uso dei pentodi o dei tubi a fascio: l'applicazione della controreazione, con uno dei metodi indicati nel n. 1, diminuendo l'impedenza interna dell'amplificatore, riduce notevolmente l'inconveniente e migliora il comportamento dell'altoparlante.

L'introduzione della reazione in un amplificatore oltre che modifi-

carne l'impedenza interna, vista dai morsetti d'uscita, esercita il suo effetto anche sull'impedenza che esso offre ai morsetti d'ingresso: molto, peraltro, dipende dal modo con cui il segnale di reazione viene combinato all'effettivo segnale d'ingresso, per cui non è possibile dare regole generali circa la modificazione dell'impedenza risultante.

8. — Cenno sulla reazione a comando di corrente.

La reazione ottenuta riportando all'ingresso dell'amplificatore un segnale $\overline{E}_r = \overline{B}\,\overline{E}_u$, funzione della *tensione* d'uscita, si dice *reazione a comando di tensione* o, più brevemente, *reazione di tensione*: è la forma di reazione di cui ci siamo occupati fino ad ora. Ma è possibile anche un'altra forma di reazione, consistente nel riportare all'ingresso un segnale (tensione o corrente) funzione della corrente che fluisce all'uscita. La reazione si dice, in tal caso, *a comando di corrente* (o, più brevemente, *reazione di corrente*) e può essere ottenuta, ad esempio, col metodo indicato nella figura 22: la corrente di uscita $\overline{I}_u$ circolando — oltre che nell'impedenza di utilizzazione $\overline{Z}_u$ — in una resistenza R, produce ai suoi capi una tensione, $\overline{E}_r = R\overline{I}_u$, proporzionale ad $\overline{I}_u$ ([21]). La tensione $\overline{E}_r$ è sommata o sottratta ([22]) alla tensione d'ingresso $\overline{E}_i$, dando luogo alla tensione $\overline{E}_{io} = \overline{E}_i \pm \overline{E}_r$ che è applicata ai morsetti dell'amplificatore originario.

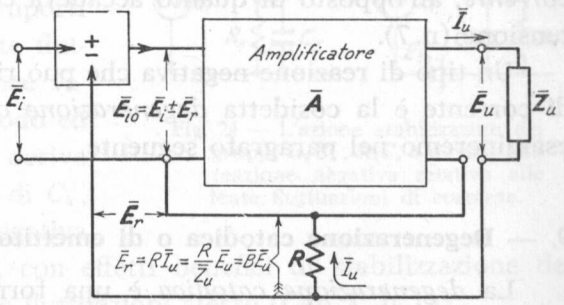


Fig. 22 — Schema di principio di un amplificatore con reazione *a comando di corrente*.

Osservando che la corrente $\overline{I}_u$ è uguale ad $\overline{E}_u/\overline{Z}_u$, la tensione $\overline{E}_r$ risulta:

$$(1) \qquad \overline{E}_r = R\overline{I}_u = \frac{R}{\overline{Z}_u}\,\overline{E}_u \ ,$$

([21]) - La resistenza R è scelta generalmente così piccola di fronte a $\overline{Z}_u$ da non modificare apprezzabilmente il circuito d'uscita.

([22]) - Sommata se $\overline{E}_r$ ha segno opposto ad $\overline{E}_i$ e sottratta se ha lo stesso segno, così da dar luogo, in ogni caso, alla reazione negativa.

che si può scrivere $\overline{E}_r = \overline{B}\,\overline{E}_u$, pur di porre:

$$(2) \qquad \overline{B} = \frac{R}{\overline{Z}_u} .$$

Con tale posizione valgono per l'amplificatore in reazione *a comando di corrente* le medesime relazioni trovate per gli amplificatori in reazione a comando di tensione (n. 4).

Il fatto che il segnale di reazione sia legato alla corrente di uscita, invece che alla tensione, non modifica sostanzialmente le proprietà trovate per quanto riguarda la riduzione degli errori (n. 2) e la stabilità (n. 6). Nettamente diverso è invece l'effetto sull'impedenza interna dell'amplificatore: *questa risulta aumentata dalla reazione negativa a comando di corrente*, all'opposto di quanto accadeva con la reazione a comando di tensione (n. 7).

Un tipo di reazione negativa che può ricondursi a quella a comando di corrente è la cosidetta *degenerazione catodica o di emettitore*, che esamineremo nel paragrafo seguente.

9. — Degenerazione catodica o di emettitore.

La *degenerazione catodica* è una forma di reazione negativa che nasce spontaneamente in un normale amplificatore con polarizzazione catodica quando il condensatore C_k (che ordinariamente shunta la resistenza R_k) manca del tutto oppure è in parallelo solo ad una frazione R_k' della resistenza, come è indicato nella figura 23*a*). La reazione è negativa ed è a comando di corrente: ciò deriva dal fatto che la differenza di potenziale alternativa fra griglia e catodo (che è l'effettiva tensione di comando del tubo), ha il valore $\overline{E}_{io} = \overline{E}_i - \overline{E}_r$; la tensione di reazione $\overline{E}_r$

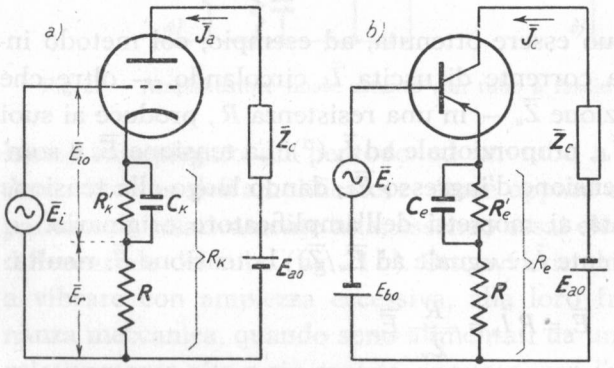


Fig. 23 — Amplificatori a degenerazione catodica e di emettitore.

è la caduta di potenziale prodotta in R dalla corrente anodica $\bar{I}_a$ (corrente che percorre l'impedenza di carico come nello schema della figura 22) ed ha pertanto il valore $\bar{E}_r = R\bar{I}_a$. L'entità della reazione può quindi essere regolata agendo sul valore di R, che può variare manifestamente fra zero ed R_k ([23]).

Quando è $R=0$, e di conseguenza $R_k' = R_k$, come nella figura 24 *a*), la reazione viene a mancare perchè la R_k' è cortocircuitata dalla capacità C_k e nessun segnale di reazione può nascere ai suoi capi. Occorre osservare, peraltro, che se C_k può considerarsi un cortocircuito per le frequenze che interessano il segnale, è ben difficile che si comporti come tale di fronte alle lente fluttuazioni dovute alle spontanee variazioni di emissione del catodo ed altre cause occasionali: ne deriva che, nonostante la presenza di C_k, si manifesta la reazione negativa per le suddette fluttuazioni, con effetti benefici di stabilizzazione dell'amplificazione di fronte alle fluttuazioni stesse (Cap. X, n. 13).

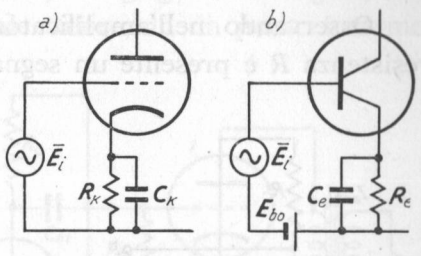


Fig. 24 — L'azione stabilizzante dei gruppi R_kC_k, R_eC_e è dovuta alla reazione negativa relativa alle lente fluttuazioni di corrente.

Operando sugli amplificatori a transistori come in quelli a tubi (fig. 23 *b*) si ottiene la *degenerazione di emettitore*, che è una reazione negativa a comando di corrente, la cui entità può dosarsi agendo sul valore di R. Anche in questo caso, se R è nulla — ed è quindi $R_e' = R_e$ come nella figura 24 *b*) — non si ha più reazione negativa per il segnale da amplificare; ma essa sussiste per le lente variazioni di corrente per le quali C_e non si comporta come un cortocircuito di fronte ad R_e. Siamo così in grado, ora, di comprendere come l'azione del *gruppo di stabilizzazione* R_eC_e (Cap. X, n. 14) non sia che un effetto di stabilizzazione caratteristico della reazione negativa (n. 6) prodotta dalla presenza di R_e. Diciamo per inciso che anche il sistema di *polarizzazione autostabiliz-*

([23]) - $R_k = R_k' + R$ è il valore della resistenza necessario per stabilire la polarizzazione catodica del tubo, che (detta I_{ao} la corrente di riposo) ha il valore $V_{ko} = I_{ao}R_k$. La resistenza R_k' (in serie ad R e formante con essa la resistenza di polarizzazione) non contribuisce alla reazione perchè è cortocircuitata, per le componenti alternative della corrente, dalla capacità C_k.

zante, introdotto nel Cap. X, n. 14 (fig. 48) è un sistema per introdurre la reazione negativa (a comando di tensione, con metodo analogo a quello usato nella figura 3 del n. 1) relativamente alle lente fluttuazioni della tensione di collettore prodotte dalle variazioni di corrente per effetto della temperatura.

10. — **Amplificatori a doppia uscita.**

Osservando nell'amplificatore della figura 23 *a*) che ai capi della resistenza R è presente un segnale proporzionale alla corrente anodica, si vede la possibilità di ottenere da un medesimo amplificatore due segnali distinti, uno di uscita anodica e l'altro di uscita catodica: identica deduzione può trarsi dall'amplificatore a transistore della fig. 23 *b*). È basato su questo principio l'*amplificatore a doppia uscita* indicato nella figura 25 *a*) e l'analogo avente un transistore al posto del tubo.

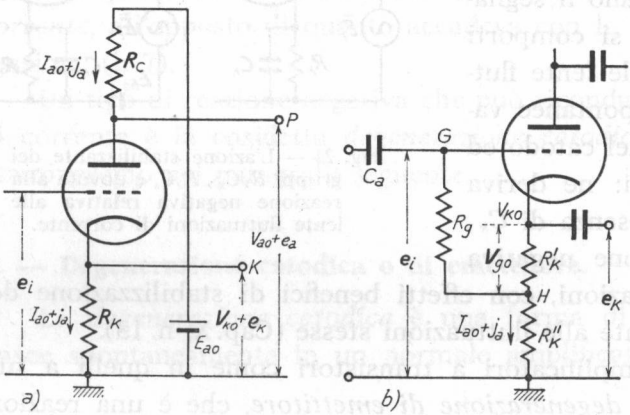


Fig. 25 — Amplificatore a degenerazione catodica considerato come *amplificatore a doppia uscita*; particolare della polarizzazione di griglia.

Detta I_{ao} la corrente anodica in assenza di segnale d'ingresso, i valori di riposo dei potenziali di catodo e di placca risultano:

$$(1) \qquad V_{ko}=R_k I_{ao} \quad , \quad V_{ao}=E_{ao}-R_c I_{ao} \; .$$

Se, in conseguenza dell'applicazione di un segnale d'ingresso e_i, la corrente anodica diviene $i_a=I_{ao}+j_a$, i potenziali di catodo e di placca assumono i valori:

$$(2) \qquad v_k=R_k(I_{ao}+j_a)=V_{ko}+R_k j_a \; ,$$

$$(3) \qquad v_a=E_{ao}-R_c(I_{ao}+j_a)=V_{ao}-R_c j_a \; .$$

Sovrapposti ai potenziali di riposo si hanno dunque due segnali:

$$(4) \qquad e_k = R_k j_a \quad , \quad e_a = -R_c j_a \ ,$$

aventi rispettivamente segno uguale ed opposto ad j_a e quindi al segnale d'ingresso e_i (24).

Per stabilire la necessaria differenza di potenziale continua negativa, $-V_{go}$, fra griglia e catodo (*tensione di polarizzazione*) un metodo molto comune è indicato nella figura 25 *b*): la griglia è collegata, mediante la normale resistenza R_g di grande valore, ad un punto intermedio della resistenza R_k, così che risulti $R_k' I_{ao} = V_{go}$; automaticamente, allora, risulta applicata fra griglia e catodo la voluta differenza di potenziale $-V_{go}$. L'immissione del segnale d'ingresso e_i ed il prelievo dei segnali d'uscita, e_a ed e_k, sono poi compiuti, come di solito, mediante condensatori.

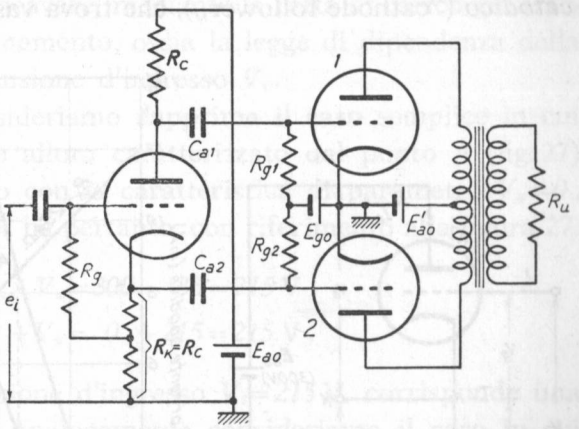


Fig. 26 — Amplificatore a doppia uscita utilizzato quale *invertitore di fase* per eccitare le griglie di un amplificatore in push-pull.

Regolando opportunamente le resistenze R_c ed R_k si può fare in modo che i due segnali e_a ed e_k stiano in un prefissato rapporto di ampiezze fra loro. In particolare, per $R_k = R_c$ risulta $e_a = -e_k$ e si ottiene, così, un amplificatore con due segnali d'uscita uguali ma di segno opposto. In tali condizioni l'amplificatore a doppia uscita è spesso denominato *invertitore di fase a degenerazione catodica* e trova un importante applicazione per l'eccitazione delle griglie degli amplificatori in push-pull, secondo lo schema indicato nella figura 26: si trova infatti più pratico ed economico usare tale amplificatore, piuttosto che valersi di un amplificatore a trasformatore per ottenere i due segnali uguali e di segno opposto (Cap. XII, n. 7, fig. 28).

(24) - Lo studio approfondito dell'amplificatore a doppia uscita è compiuto nel Vol. III.

Un altro caso particolare dell'amplificatore della figura 25 è quello in cui la resistenza R_c è uguale a zero: si ottiene allora un nuovo dispositivo elettronico, del più grande interesse per le applicazioni, denominato *trasferitore catodico* (*trasferitore di emettitore* nella versione a transistore) che esamineremo nei prossimi paragrafi.

11. — Trasferitore catodico.

Se nel circuito della figura 25 *a*) si elimina la resistenza R_c si ottiene il circuito della figura 27, denominato *trasferitore catodico* o *inseguitore catodico* ("cathode follower,,), che trova vasto impiego nella tecnica elet-

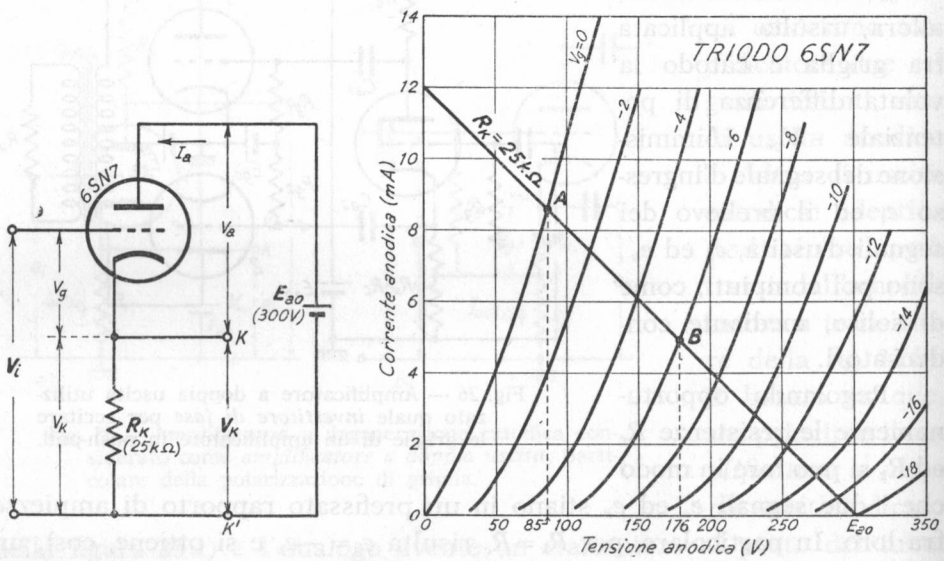


Fig. 27 — Schema del *trasferitore catodico* e suo studio grafico.

tronica: esso differisce dagli amplificatori studiati diffusamente nei capitoli precedenti per avere la resistenza di carico dalla parte del catodo invece che dell'anodo.

Dal punto di vista del circuito anodico ciò non comporta alcuna conseguenza, perchè la resistenza R_k è in serie al tubo ed alla sorgente di alimentazione continua come la resistenza R_c negli amplificatori finora studiati. Ne deriva che la *retta di carico* sul piano delle caratteristiche anodiche si traccia in maniera identica al caso dell'amplificatore ordi-

nario: nella figura 27 è tracciata, per il triodo *6SN7*, la retta di carico corrispondente al valore della tensione di alimentazione $E_{ao}=300$ V ed al valore della resistenza $R_k=25$ kΩ.

Per ciò che riguarda il circuito di griglia — a differenza di quanto accade nel circuito anodico — le conseguenze della trasposizione della resistenza dalla placca al catodo sono notevoli perchè, nel trasferitore, R_k fa parte anche del circuito di griglia, nel quale quindi *agisce non soltanto la tensione d'ingresso* V_i *ma anche la tensione d'uscita* V_k. La tensione effettivamente applicata fra griglia e catodo (cioè la tensione di controllo del tubo) è $V_g=V_i-V_k$; è perciò questa tensione che deve essere presa in considerazione per ricavare, mediante la retta di carico già tracciata, le condizioni di funzionamento, ossia la legge di dipendenza della tensione d'uscita V_k dalla tensione d'ingresso V_i.

Per giungere a ciò, consideriamo dapprima il caso semplice in cui è $V_g=0$; il funzionamento è allora caratterizzato dal punto A (fig. 27) incrocio della retta di carico con la caratteristica di parametro $V_g=0$, a cui corrisponde $V_a=85$ V. Si ha pertanto, con riferimento alla figura 27.

$$(1)\qquad \begin{cases} V_k=E_{ao}-V_a=300-85=215\ \text{V}, \\ V_i=V_g+V_k=0+215=215\ \text{V}, \end{cases}$$

e se ne deduce che alla tensione d'ingresso $V_i=215$ V. corrisponde una tensione d'uscita $V_k=215$ V. Analogamente consideriamo il caso in cui è $V_g=-6$ V, a cui corrisponde il punto B sulla retta di carico; poichè in tali condizioni si ha $V_a=176$ V, deriva:

$$(2)\qquad \begin{cases} V_k=E_{ao}-V_a=300-176=124\ \text{V}, \\ V_i=V_g+V_k=-6+124=118\ \text{V}, \end{cases}$$

e se ne deduce che alla tensione d'entrata $V_i=118$ V corrisponde una tensione d'uscita $V_k=125$ V. Nello stesso modo, assegnando a V_g successivi valori da 0 a -18 V (che è la tensione di interdizione, V_{gi}, nelle condizioni prescelte) si ottengono tante coppie di valori V_i, V_k, cioè altrettante relazioni fra tensioni d'uscita V_k e di entrata V_i. È così possibile tracciare per punti la *caratteristica di funzionamento*:

$$(3)\qquad V_k=f(V_i)\ ,$$

nel modo indicato nella figura 28: *essa risulta praticamente lineare* e ciò

varrebbe anche usando tubi, resistenze e tensioni di alimentazione diversi da quelli scelti nell'esempio relativo alla figura 27.

Consideriamo ora il caso in cui la tensione V_i sia costituita da una parte fissa E_{go} (*tensione di polarizzazione*) e di una parte variabile e_i che rappresenta il segnale d'ingresso (fig. 29). La tensione di polarizzazione E_{go} determina il punto di riposo M sulla caratteristica di funzionamento (diagr. *a*), mentre la tensione e_i (diagr. *b*) provoca il movimento sulla stessa caratteristica del punto di funzionamento attorno ad M e, corrispondentemente, una variazione e_k della tensione v_k attorno al valore V_{ko} (diagr. *c*). Nella figura 29,

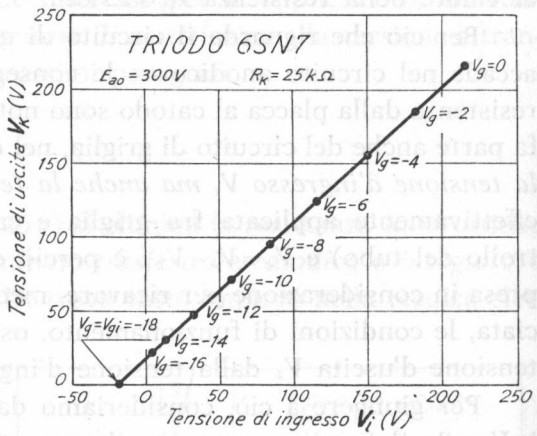


Fig. 28 — Caratteristica di funzionamento, $V_k = f(V_i)$, del trasferitore catodico di figura 27.

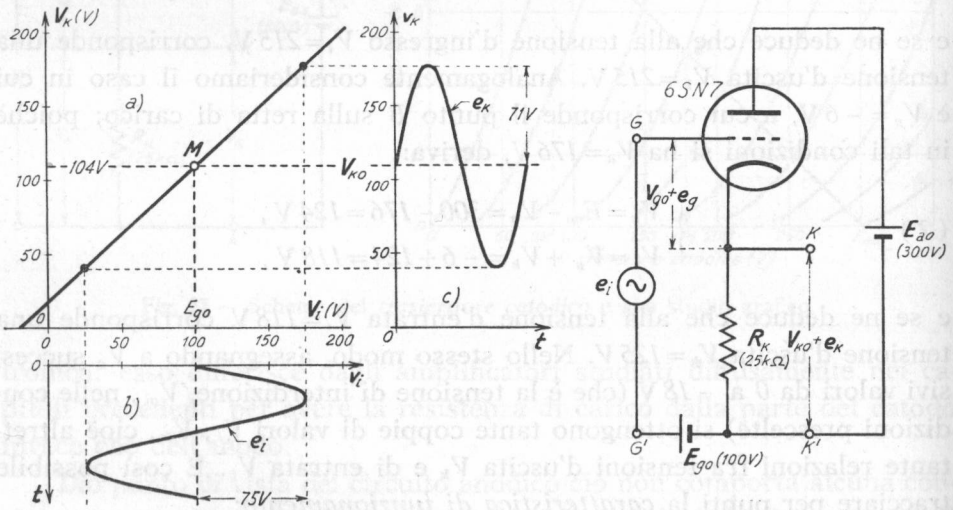


Fig. 29 — Utilizzazione della caratteristica di funzionamento per ottenere il segnale d'uscita.

partendo dalla caratteristica di funzionamento della figura 28, è stata ottenuta col metodo descritto la tensione e_k (*segnale di uscita*, presente fra i morsetti $K\,K'$) partendo dall'ipotesi che la tensione di polarizzazione sia $E_{go} = +100$ V ed il segnale d'ingresso e_i sia una tensione sinusoidale di ampiezza 75 volt.

Notiamo dalla figura 29 che il segnale d'uscita e_k è in fase col segnale d'ingresso e_i e, grazie alla linearità della caratteristica, è proporzionale ad esso: $e_k = A\,e_i$. Osserviamo pure che l'ampiezza del segnale d'uscita è più piccola di quella del segnale d'ingresso (71 V di fronte a 75 V) per cui il trasferitore presenta, dai morsetti d'entrata $G\,G'$ a quelli di uscita $K\,K'$, un'attenuazione invece che un'amplificazione: $A = 71/75 \cong 0{,}95$. Operando in condizioni diverse i risultati sarebbero analoghi; come vedremo più esattamente nel prossimo paragrafo, *il segnale d'uscita del trasferitore catodico ha sempre lo stesso segno del segnale d'ingresso ed ampiezza più piccola.*

12. — Studio del trasferitore catodico col metodo del circuito differenziale.

La riscontrata linearità di funzionamento del trasferitore catodico, ne autorizza lo studio quantitativo col metodo del circuito differenziale anche con segnali non piccolissimi.

Tenendo presente che l'alimentatore anodico si può considerare come un cortocircuito di fronte alle variazioni della corrente anodica, il circuito differenziale del trasferitore ridisegnato nella figura 30 *a*) è quello indicato nella figura 30 *b*): in esso e_g è l'effettivo segnale esistente fra griglia e catodo, legato al segnale d'ingresso e_i dalla relazione:

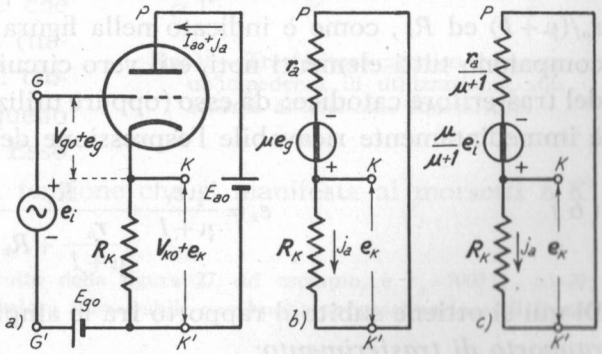


Fig. 30 — Trasferitore catodico e suoi circuiti differenziali, provvisorio (*b*) ed effettivo (*c*).

(1) $$e_g = e_i - e_k\ .$$

Poichè il segnale e_k non è noto, non lo è neppure e_g e quindi il circuito della figura 30 *b*) non è risolutivo; è però possibile, risolvendo una semplice equazione, passare ad un altro schema equivalente in cui compaiono tutti elementi noti. Per questo applichiamo la legge di Ohm al circuito della figura 18 *b*):

$$(2) \qquad \mu e_g = R_k j_a + r_a j_a \ ,$$

e sostituiamo ad e_g l'espressione (1), tenendo presente che è $e_k = R_k j_a$ e quindi $e_g = e_i - R_k j_a$. Si ottiene allora:

$$(3) \qquad \mu e_i - \mu R_k j_a = R_k j_a + r_a j_a \ ,$$

che si può scrivere:

$$(4) \qquad \mu e_i = [R_k(\mu+1) + r_a] j_a \ .$$

Da questa semplice equazione si ricava subito j_a, che si può scrivere:

$$(5) \qquad j_a = \frac{\mu e_i}{r_a + R_k(\mu+1)} = \frac{\dfrac{\mu}{\mu+1} e_i}{\dfrac{r_a}{\mu+1} + R_k} \ .$$

Questa formula può interpretarsi come l'espressione della corrente che fluisce in un circuito costituito dalla f. e. m. $\mu e_i/(\mu+1)$ e dalle resistenze $r_a/(\mu+1)$ ed R_k, come è indicato nella figura 30 *c*). Tale circuito, in cui compaiono tutti elementi noti, è il vero circuito differenziale equivalente del trasferitore catodico: da esso (oppure utilizzando la relazione $e_k = R_k j_a$) è immediatamente ricavabile l'espressione del segnale d'uscita e_k:

$$(6) \qquad e_k = \frac{\mu e_i}{\mu+1} \frac{R_k}{\dfrac{r_a}{\mu+1} + R_k} \ .$$

Di qui si ottiene subito il rapporto fra le ampiezze di e_k ed e_i, che si dice *rapporto di trasferimento*:

$$(7) \qquad A = \frac{E_k}{E_i} = \frac{\mu}{\mu+1} \frac{R_k}{\dfrac{r_a}{\mu+1} + R_k} \ ;$$

esso è sempre minore di *1* (come si era già visto nello studio grafico), per cui il segnale d'uscita è sempre più piccolo di quello d'entrata. Se,

come accade di solito, la resistenza R_k ha valore molto superiore ad $r_a/(\mu+1)$ la formula (7) può scriversi ([25]):

$$(8) \qquad A \cong \frac{\mu}{\mu+1} \cong \frac{1}{1+1/\mu} ;$$

questa relazione approssimata mostra che il rapporto di trasferimento è appena minore di *1* e quindi il segnale d'uscita è solo leggermente inferiore a quello d'ingresso.

13. — Trasferitore catodico collegato ad un utilizzatore.

In tutti i casi pratici di impiego del trasferitore catodico, il segnale d'uscita è applicato ad un apparecchio utilizzatore ([26]): il suo schema diviene pertanto quello della figura 31 *a*) ([27]), a cui corrisponde, per il circuito differenziale, lo schema *b*) della stessa figura, ridisegnato nella figura 32 *a*).

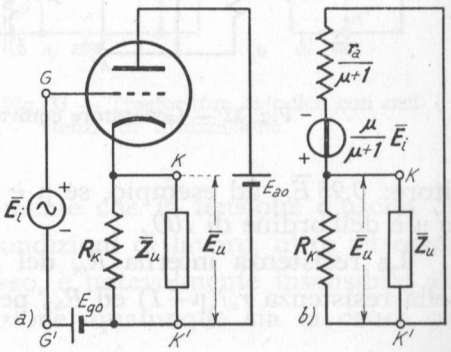


Fig. 31 — Trasferitore catodico chiuso su un'impedenza di utilizzazione: suo schema differenziale equivalente.

Agli effetti dell'utilizzatore tutto il circuito a sinistra dei morsetti d'uscita $K\,K'$ si comporta come un generatore che alimenta $\bar{Z}_u$, il cui schema (immediatamente ricavabile col teorema di Thevenin) risulta quello indicato nella figura 32 *b*). Esso ha una f.e.m. $\bar{E}_{eq}$ che è la tensione che si manifesta ai morsetti $K\,K'$

([25]) - Nelle condizioni del circuito della figura 27, ad esempio, è $r_a = 7000\,\Omega$, $\mu = 20$; risulta pertanto $r_a/(\mu+1) \cong 330\,\Omega$, valore trascurabile con buona approssimazione di fronte a quello di R_k (25 kΩ).

([26]) - Se non esistesse un utilizzatore del segnale d'uscita, l'impiego di un dispositivo elettronico che avesse la sola funzione di abbassare (sia pure di pochissimo) l'ampiezza di un segnale, non avrebbe scopo.

([27]) - Poichè nello schema compare l'impedenza dell'utilizzatore, si usa la notazione simbolica. L'apparecchio utilizzatore deve essere costituito in maniera tale da risentire solo l'effetto del segnale d'uscita $\bar{E}_u$ e non del potenziale di riposo del catodo, V_{ko}; nel caso più comune esiste in serie un condensatore di accoppiamento come nell'esempio della figura 33.

ed è, pertanto, la tensione di uscita $\overline{E}_k$ del trasferitore catodico a vuoto, determinabile mediante le formule (7) ed (8) del numero precedente:

$$(1) \qquad \overline{E}_{eq} = A\,\overline{E}_i = \frac{\mu}{\mu+1}\,\frac{R_k}{\dfrac{r_a}{\mu+1}+R_k} \approx \frac{\mu}{\mu+1}\,\overline{E}_i \ .$$

Come sappiamo, essa è appena inferiore al segnale d'entrata del trasfe-

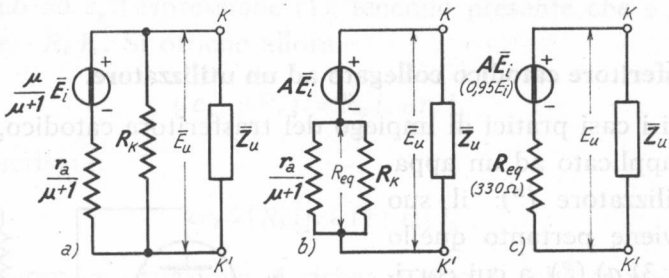


Fig. 32 — Generatore equivalente del trasferitore catodico.

ritore: $0{,}95\,\overline{E}_i$, ad esempio, se μ è dell'ordine di *20* e addirittura $0{,}99\,\overline{E}_i$ se μ è dell'ordine di *100*.

La resistenza interna R_{eq} del generatore equivalente è il parallelo della resistenza $r_a/(\mu+1)$ ed R_k, per cui ha il valore:

$$(2) \qquad R_{eq} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_k}+\dfrac{\mu+1}{r_a}} \ .$$

che risulta generalmente assai basso; nelle condizioni del trasferitore della figura 29 ($\mu = 20$, $r_a = 7\,\text{k}\Omega$, $R_k = 25\,\text{k}\Omega$) si ha $R_{eq} \cong 330\,\Omega$ ed il circuito equivalente diviene quello della figura 32 *c*).

Le conseguenze delle proprietà ora rilevate sono molto importanti: la caduta di tensione ai capi di R_{eq} (fig. 32 *c*) causata dalla corrente che fluisce nell'impedenza di utilizzazione $\overline{Z}_u$ è sempre molto piccola, dato il piccolo valore di R_{eq} e perciò la tensione ai morsetti KK' di uscita non differisce molto dalla f. e. m. $A\,\overline{E}_i$ del generatore (e quindi dal segnale $\overline{E}_i$) qualunque sia $\overline{Z}_u$ ([28]). Consideriamo, ad esempio, il circuito

([28]) - Purchè, naturalmente, il suo modulo Z_u sia sufficientemente grande di fronte ad R_{eq}.

della figura 33 *a*), in cui l'utilizzatore è una resistenza $R_u = 10\,\text{k}\Omega$, collegata ai morsetti d'uscita $K\,K'$ tramite un condensatore di capacità così grande da avere, per il segnale, reattanza trascurabile di fronte ad R_u; nelle condizioni di funzionamento a cui si riferiva l'esempio della figura 32 *c*), il circuito differenziale equivalente risulta quello indicato nella figura 33 *b*). Un semplice calcolo mostra che la tensione d'uscita ha il valore $\overline{E}_u \cong 0{,}92\,\overline{E}_i$, cioè appena inferiore a quella che si avrebbe coi morsetti $K\,K'$ aperti (tensione a vuoto, $\overline{E}_k = 0{,}95\,\overline{E}_i$): se la resistenza subisse una diminuzione del *50%*, divenendo *5000* Ω, la tensione d'uscita diverrebbe $0{,}89\,\overline{E}_i$, con una diminuzione di appena il 3%. Ciò mostra chiaramente che la tensione d'uscita del trasferitore catodico, in opportune condizioni di lavoro, oltre ad essere poco più piccola del segnale d'ingresso, è notevolmente insensibile alle variazioni dell'impedenza di utilizzazione, qualunque sia la causa che le dà origine ([29]).

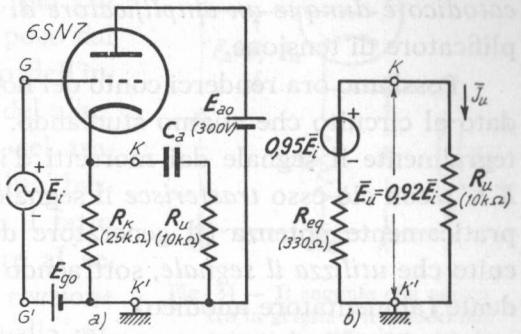


Fig. 33 — Trasferitore catodico con resistenza di utilizzazione.

L'esempio della figura 33 permette un'altra interessante considerazione: nella resistenza di utilizzazione circola una corrente $\overline{J}_u = \overline{E}_u / R_u$ e quindi in essa si ha una potenza, la quale è manifestamente fornita dall'alimentatore tramite il tubo comandato dal segnale $\overline{E}_i$ e che ha l'espressione:

$$(3) \qquad P_u = \frac{E_u^2}{2R_u} \cong \frac{(0{,}92E_i)^2}{2R_u} \cong 0{,}85\,\frac{E_i^2}{2R_u}\,.$$

D'altra parte, se la griglia non diviene mai positiva di fronte al catodo, il trasferitore offre in entrata (fra i morsetti $G\,G'$ indicati nella figura 33) una resistenza R_i di molti megaohm dovuta ad eventuali di-

([29]) - In particolare la tensione d'uscita risente relativamente poco di quelle variazioni dell'impedenza che sono provocate da variazioni di frequenza.

spersioni, per cui la potenza che il generatore del segnale $\overline{E}_i$ eroga:

$$(4) \qquad P_i = \frac{E_i^2}{2R_i} ,$$

è estremamente più piccola di quella utilizzata in R_u ([30]): *il trasferitore catodico è dunque un amplificatore di potenza*, pur non essendo un amplificatore di tensione.

Possiamo ora renderci conto del nome di *trasferitore* ([31]) che abbiamo dato al circuito che stiamo studiando. Esso, infatti, *trasferisce* quasi integralmente il segnale dai morsetti d'ingresso GG' ai morsetti d'uscita KK': con ciò esso *trasferisce* il segnale da un generatore che non eroga praticamente potenza (il generatore del segnale d'ingresso) ad un circuito che *utilizza il segnale*, sottraendo potenza da una sorgente indipendente (alimentatore anodico).

Analogo comportamento può ottenersi, veramente, anche con amplificatori *ad uscita anodica*, del tipo ampiamente studiato in precedenza, col vantaggio addizionale di una possibile amplificazione di tensione. Ma il trasferitore catodico presenta, di fronte agli amplificatori ad uscita anodica, una grande *linearità* di funzionamento ed una straordinaria *stabilità*: la prima è messa in evidenza dello studio grafico compiuto nel n. 11 e si traduce nella possibilità di operare con segnali d'uscita normalmente assai più ampi di quelli ottenibili con amplificatori ad uscita anodica. La seconda consiste nel fatto che la tensione d'uscita e la relativa corrente nell'utilizzatore, in buone condizioni di lavoro, sono praticamente indipendenti da variazioni delle tensioni di alimentazione, accensione e polarizzazione, da invecchiamento e cambiamento del tubo. Queste proprietà possono comprendersi osservando che la tensione d'uscita differisce sempre poco dalla f. e. m. del generatore equivalente (fig. 32) che ha l'espressione (form. 1):

$$(5) \qquad \overline{E}_{eq} = A\,\overline{E}_i \cong \frac{\mu}{\mu+1}\,\overline{E}_i \cong \frac{\overline{E}_i}{1+1/\mu} ;$$

([30]) - Precisamente la potenza di uscita e quella di entrata stanno nel rapporto $P_u/P_i = 0{,}85\,(R_i/R_u)^2$.

([31]) - Il nome spesso usato di *inseguitore catodico* ("cathode follower.,) presumibilmente deriva dal fatto che il segnale presente sul catodo ha sempre lo stesso segno del segnale d'entrata e l' *insegue*, per così dire, senza mai raggiungere l'ampiezza.

in questa formula compare, del tubo, il solo parametro μ che, dipendendo quasi esclusivamente dalla costruzione geometrica del tubo (Cap. V, n. 11), risente assai poco delle variazioni delle tensioni di alimentazione, accensione e polarizzazione; oltre a ciò, il termine $1/\mu$ è sempre piccolo di fronte ad *1*, per cui il segnale d'uscita dipende anche poco dal valore di μ e quindi risente poco dell'invecchiamento e della sostituzione del tubo.

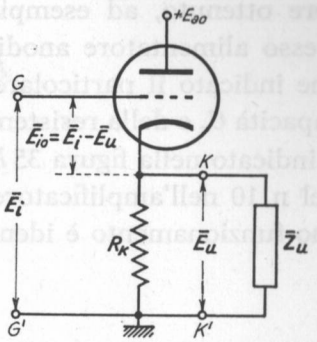


Fig. 34 — Il segnale che agisce fra la griglia e il catodo del tubo è la differenza fra il segnale d'entrata e quello d'uscita: da ciò la reazione negativa.

Le pregevoli caratteristiche del trasferitore catodico (linearità, stabilità, bassa resistenza interna), ma anche il fatto che il segnale d'uscita è inferiore al segnale d'ingresso, derivano dalla *reazione negativa* che in esso è presente nella misura più grande possibile. Infatti il segnale che agisce fra la griglia ed il catodo (fig. 34), cioè l'effettivo segnale di comando del tubo, è la differenza $\overline{E}_{io}$ fra il segnale d'ingresso $\overline{E}_i$ e l'*intero* segnale d'uscita $\overline{E}_u$, che ha lo stesso segno del segnale d'ingresso: si ha allora *reazione negativa a comando di tensione* con $\overline{B}=1$ ([32]).

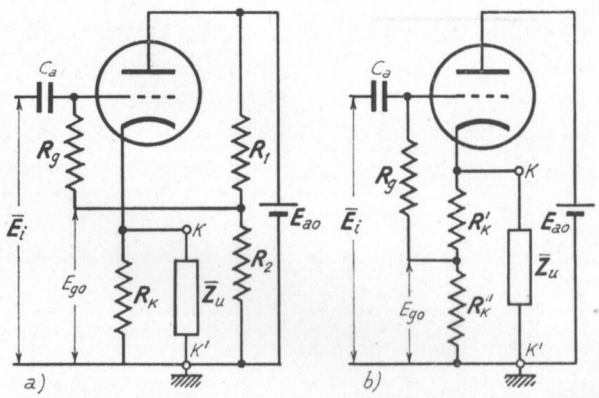
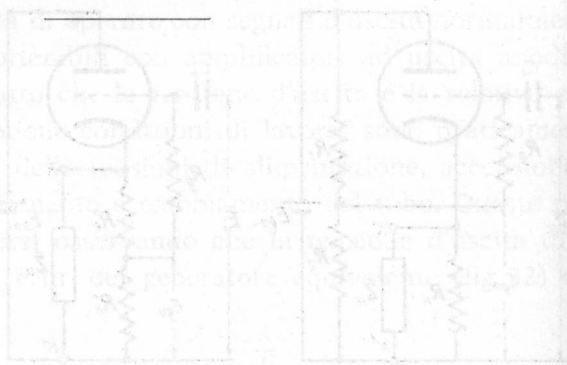


Fig. 35 — Sistemi di polarizzazione del trasferitore catodico.

Per concludere lo studio del trasferitore catodico, esamineremo due metodi per applicare il segnale d'ingresso e la tensione di polarizzazione. La *caratteristica di funzionamento*, ricavata nel n. 11 (figg. 28-29), ci indica che, per

([32]) - Il segnale di reazione $\overline{E}_r=\overline{B}\,\overline{E}_u$, che è sottratto ad $\overline{E}_i$, è pari ad $\overline{E}_u$, per cui risulta $\overline{B}=1$.

un funzionamento corretto, deve essere applicato alla griglia un potenziale base che porti il tubo a lavorare nel tratto centrale della caratteristica stessa e che questo potenziale deve essere positivo: esso può essere ottenuto, ad esempio, per mezzo di un partitore resistivo, dallo stesso alimentatore anodico, col metodo della figura 35 *a*), in cui è anche indicato il particolare dell'applicazione del segnale per mezzo della capacità C_a e della resistenza R_g. Un altro metodo, assai comodo e pratico, è indicato nella figura 35 *b*) ed è in tutto analogo a quello già introdotto nel n. 10 nell'amplificatore a doppia uscita (fig. 25 *b*): la spiegazione del suo funzionamento è identica a quella ivi fornita.



PARTE QUARTA

TECNICHE PARTICOLARI

CAPITOLO XIV

ALIMENTATORI E RADDRIZZATORI CONTROLLATI

1. — Generalità sulle applicazioni dell'elettronica.

Le applicazioni dell'elettronica, anche limitatamente ai circuiti già studiati, sono così vaste che è impossibile farne un esame completo, anche se sommario; poichè, però, lo studio dei singoli dispositivi e circuiti potrebbe apparire sterile se non se ne mostrasse qualche applicazione pratica, in questa Parte IV sono prese in considerazione alcune tecniche particolari che permettono di raggiungere questo scopo.

Ci occuperemo essenzialmente degli alimentatori e raddrizzatori controllati, in questo capitolo, e dell'oscillografo nel successivo. Lo studio non è fine a se stesso in quanto, oltre ad assolvere il compito sopradetto, offre l'opportunità di prendere in considerazione alcuni argomenti che, pur essendo importanti ed attinenti allo studio fatto nei capitoli precedenti, non hanno trovato in questi la loro sede logica di trattazione.

2. — Raddrizzamento ad una e due semionde.

In gran parte degli apparati elettronici le tensioni continue necessarie per le varie alimentazioni e polarizzazioni sono ottenute *raddrizzando la tensione di rete*. Lo schema di partenza di ogni *raddrizzatore* è quello della figura 6 *a*) del Cap. IV (n. 5), riportato nella figura 1 *a*) con un trasformatore connesso alla rete alternata al posto dello schematico generatore, e nella figura 1 *a'*) con un *diodo a cristallo* (Cap. VIII, n. 7) od

un *raddrizzatore metallico* (Cap. VIII, n. 9) al posto del diodo a vuoto (1).

È possibile rendere doppio il valore medio della corrente raddrizzata (fig. 1 *a''*), utilizzando la tensione alternata in entrambi i semiperiodi, mediante i circuiti *b*), *b'*) della figura 1, detti *raddrizzatori a due semi-*

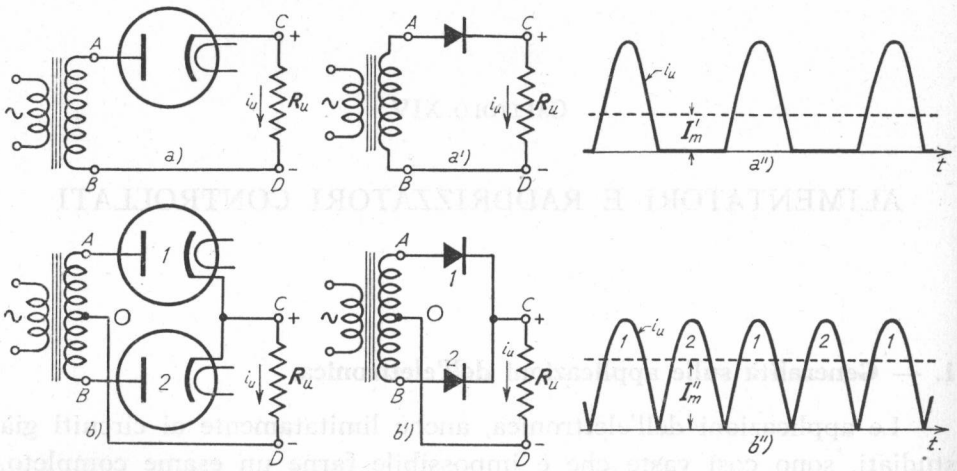


Fig. 1 — Raddrizzatori ad una e due semionde.

onde (o *a doppia semionda*): essi fanno uso di due elementi raddrizzanti (diremo, genericamente, *diodi*) uguali fra loro e di un trasformatore con secondario a presa centrale.

Supponiamo che ad un certo istante il punto *A* sia positivo rispetto al centro *O* del secondario del trasformatore (fig. 1 *b, b'*); di conseguenza, nello stesso istante, il punto *B* sarà negativo di fronte ad *O*. Passa corrente nel diodo *1* seguendo il percorso *A C D O*; nella resistenza R_u (che rappresenta l'utilizzatore) la corrente va da *C* a *D* e perciò il morsetto *C* è positivo rispetto a *D*. Nella semialternanza successiva il punto *A* è negativo di fronte ad *O* mentre *B* è positivo: passa corrente nel diodo *2* seguendo il percorso *B C D O*; di conseguenza R_u viene percorsa ancora nello stesso verso e *C* rimane positivo rispetto a *D*. Si sono così utilizzate entrambe le semialternanze (semionde) della tensione applicata: l'anda-

(1) - I diodi a cristallo ed i raddrizzatori metallici, non richiedendo l'*accensione* ed essendo di minore ingombro rispetto ai tubi, semplificano notevolmente la costruzione degli apparati e godono perciò, attualmente, di grande favore presso i costruttori.

mento della corrente nella resistenza è indicato dal diagramma b''). A pari ampiezza della tensione applicata, il valore medio I''_M della corrente nel raddrizzatore a doppia semionda è doppio di quello ad una semionda, I'_M (fig. 1 a'', b'').

Nel raddrizzamento a doppia semionda con tubi a vuoto generalmente i due diodi sono contenuti entro un unico bulbo (*doppio diodo*). Nella figura 2 è riportato, a titolo di esempio, un raddrizzatore siffatto, attuato con doppio diodo *ad accensione diretta* (Cap. IV, n. 4): il filamento è riscaldato mediante corrente alternata ricavata da un secondario del medesimo trasformatore che fornisce la tensione alternata da raddrizzare.

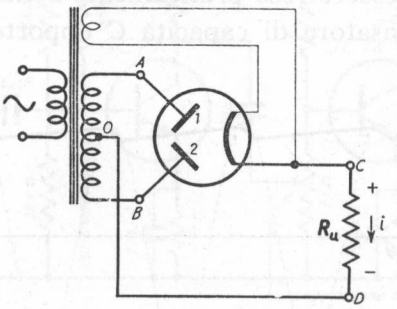


Fig. 2 — Raddrizzatore a due semionde attuato con doppio diodo ad accensione diretta.

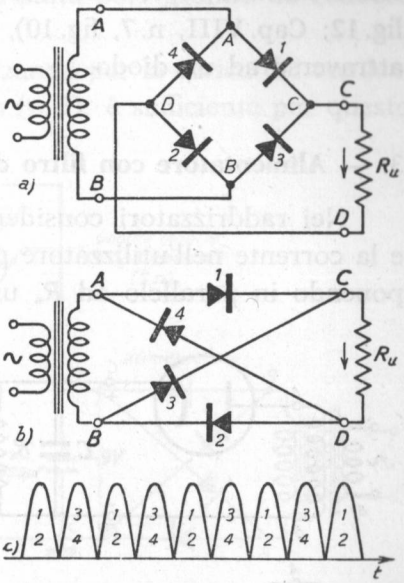


Fig. 3 — Raddrizzatore a doppia semionda a ponte.

Nel caso dei diodi a cristallo o dei raddrizzatori metallici, il raddrizzamento a doppia semionda è spesso ottenuto col circuito della figura 3 (disegnato normalmente nei modi a e b), detto *raddrizzatore a ponte*: in esso, la necessità di usare quattro elementi raddrizzanti è compensata dal notevole pregio di non richiedere un trasformatore con secondario a presa centrale. Il funzionamento del *raddrizzatore a ponte* è il seguente: quando il punto A è positivo rispetto a B, la corrente segue il percorso $ACDB$, mentre quando A è negativo rispetto a B il percorso è $BCDA$; in tal modo l'utilizzatore R_u è percorso nello stesso verso in entrambe le alternanze e l'andamento della corrente in esso risulta quello indicato nel diagramma c) della figura 3.

Nei raddrizzatori esaminati la corrente nell'utilizzatore e la tensione ai suoi capi sono a media diversa da zero ma non *continue*, come occorre invece nell'alimentazione degli apparati elettronici. Il raddrizzatore deve perciò essere completato con organi che compiano l'operazione di *livellare* corrente e tensione: ne inizieremo lo studio nel paragrafo seguente partendo dal semplice schema di alimentatore già esaminato (Cap. IV, n. 6, fig. 12; Cap. VIII, n. 7, fig. 10), che sfrutta la carica di un condensatore attraverso ad un diodo.

3. — Alimentatore con filtro di livello ad ingresso capacitivo.

Nei raddrizzatori considerati nel paragrafo precedente la tensione e la corrente nell'utilizzatore possono essere rese praticamente continue ponendo in parallelo ad R_u un condensatore di capacità C opportuna-

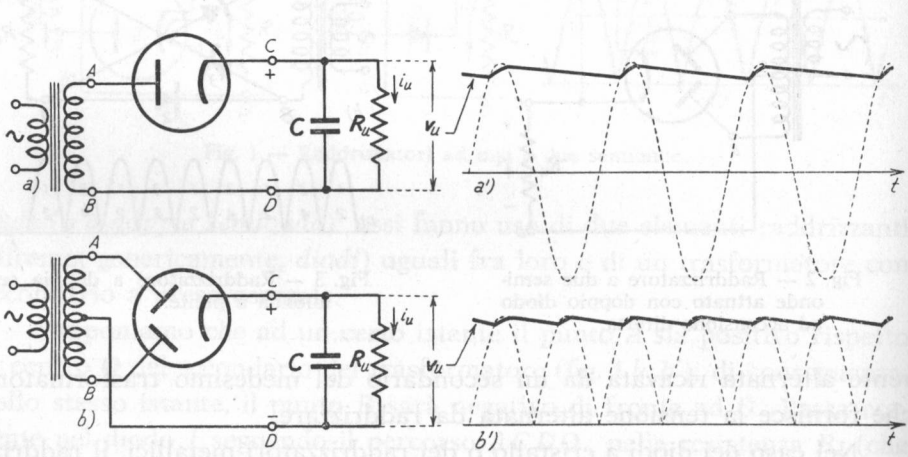


Fig. 4 — Semplici schemi di alimentatori ad una (*a*) e due (*b*) semionde.

mente grande. Facendo ciò nel semplice raddrizzatore della figura 1 *a*) si ottiene il circuito della figura 4 *a*) che abbiamo già introdotto nel Cap. V, n. 6, (fig. 12) come semplice esempio di *alimentatore*; abbiamo visto nel suddetto n. 6 del Cap. V come la corrente continua nell'utilizzatore sia dovuta alla scarica del condensatore, il quale si ricarica attraverso il diodo ad ogni alternanza positiva della tensione alternata applicata. Naturalmente il processo di carica del condensatore attraverso al diodo e di scarica sulla resistenza R_u conduce inevitabilmente ad otte-

nere una tensione ed una corrente soggette ad una lieve *ondulazione* (fortemente esagerata nella figura 4 *a'*) avente la frequenza di rete: in alcune applicazioni dell'alimentatore, scegliendo opportunamente grande la capacità del condensatore, si può fare in modo che l'ondulazione risulti abbastanza piccola da non recare alcun danno (²); nella maggior parte dei casi, però, il valore di C necessario risulta così grande da rendere poco pratico il circuito.

Un vantaggio decisivo si ottiene utilizzando per la carica del condensatore il raddrizzatore a doppia semionda (n. 2): è sufficiente per questo

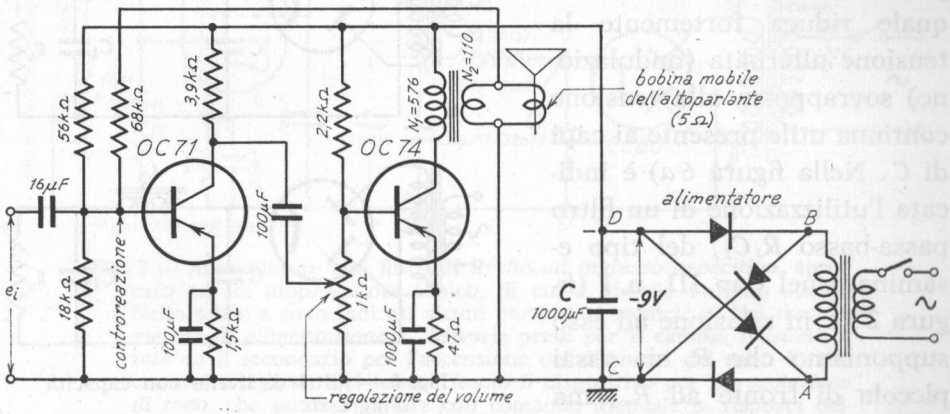


Fig. 5 — Alimentatore a doppia semionda a ponte usato per fornire la tensione di alimentazione ($E_{ao} = -9$ V) ad un semplicissimo amplificatore di bassa frequenza a transistori. Questo è capace di fornire all'altoparlante una potenza di *120* mW (distorsione totale *4%*) quando e_i è tale da produrre una corrente d'ingresso di *21* μA. Tutti i condensatori usati sono di tipo elettrolitico.

disporre semplicemente il condensatore C in parallelo ad R_u, come è indicato nella figura 4 *b*) in un esempio particolare. La carica del condensatore attraverso ai due diodi avviene col meccanismo solito, ma ha luogo *due volte per ogni periodo della tensione applicata*: ne risulta l'andamento della tensione (e quindi della corrente) nell'utilizzatore indicato nella figura 4 *b'*). Si comprende agevolmente che in queste condizioni, a parità di resistenza R_u, è molto più facile ottenere un buon livellamento: è così possibile, in molti casi pratici, ottenere ondulazione abba-

(²) - È questo il caso dell'alimentatore del tubo catodico nell'oscillografo che sarà studiato nel n. 7 del Cap. XV (fig. 15).

stanza bassa con valori non troppo elevati di C. Il metodo ha frequente applicazione negli *alimentatori* per piccoli apparati: a titolo di esempio, nella figura 5 è mostrata l'applicazione del metodo ad un alimentatore (del tipo *a ponte*) di un semplicissimo amplificatore di bassa frequenza a transistori.

Nelle applicazioni in cui, per essere R_u relativamente piccola, si richiederebbero, per un efficace livellamento, valori molto grandi di C, si ricorre all'artifizio (3) di interporre fra C ed R_u un *filtro passa-basso* (Cap. III, n. 1) il quale riduca fortemente la tensione alternata (ondulazione) sovrapposta alla tensione continua utile presente ai capi di C. Nella figura 6 *a*) è indicata l'utilizzazione di un filtro passa-basso $R_1 C_1$, del tipo esaminato nel Cap. III, n. 1 (figura 2-3): in relazione ad esso supponiamo che R_1 sia assai piccola di fronte ad R_u, ma molto grande di fronte alla reattanza di C_1 (4) e quindi, a maggior ragione di fronte all'impedenza del gruppo $C_1 R_u$. In R_1 si produrrà, quindi, una piccola caduta della tensione continua ma una forte caduta per la tensione alternata di ondulazione. In definitiva la tensione alternata ai capi di C_1 ed R_u — ossia l'ondulazione della *tensione d'uscita* — sarà, in proporzione alla tensione continua, assai più piccola di quella che si avrebbe direttamente ai capi di C.

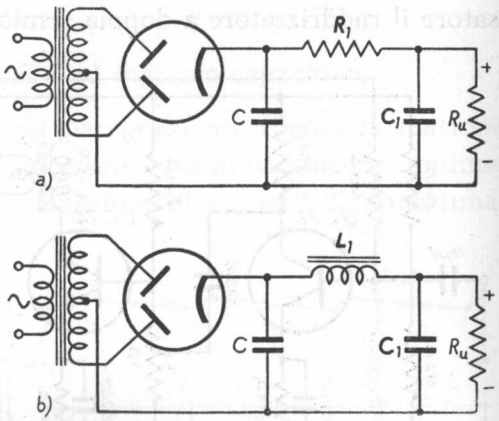


Fig. 6 — Filtri di livello con capacità d'ingresso.

Il complesso dei due condensatori C, C_1 e della resistenza R_1, che col loro effetto compiono il livellamento della tensione di uscita, costituisce *un filtro di livello con ingresso capacitivo.* Nella figura 7 è mo-

(3) - Artifizio paragonabile a quello idraulico di usare vari serbatoi idrici in cascata.

(4) - Reattanza calcolata in corrispondenza alla frequenza di ondulazione, che è pari alla frequenza di rete nel raddrizzatore ad una semionda (fig. 5 *a*) ed alla frequenza doppia in quello a due semionde (fig. 5 *b*).

strata l'applicazione pratica di un siffatto filtro ad un *alimentatore* destinato ad alimentare un amplificatore fonico, di cui in figura è indicato lo stadio finale ([5]): dai valori delle tensioni presenti ai capi di C (*300* V)

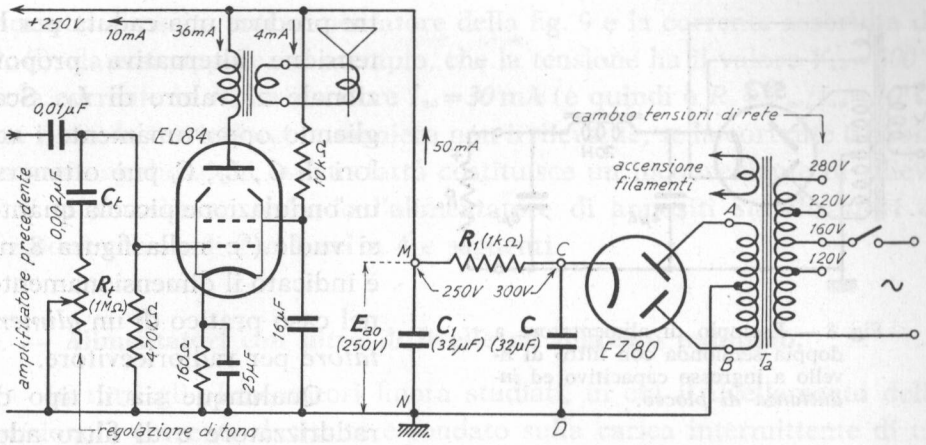


Fig. 7 — Alimentatore con *filtro di livello ad ingresso capacitivo*, applicato ad un amplificatore fonico, di cui è visibile l'ultimo stadio. Nello schema sono indicati alcuni particolari tecnici: *a*) Nel *trasformatore di alimentazione* T_a le varie prese per il *cambio tensioni di rete* ed il secondario per l'accensione dei filamenti dei tubi. *b*) Nel circuito d'ingresso del tubo a fascio il dispositivo per la *regolazione di tono*, che serve a variare con comando manuale la risposta dell'amplificatore ai toni alti del segnale.

e C_1 (*250* V) risulta evidente la caduta della tensione continua (*50* V) prodotta dalla resistenza R_1.

La caduta della tensione continua prodotta dalla resistenza — la quale fa sì che la tensione d'uscita sia inferiore a quella che si avrebbe col collegamento diretto di R_u ai capi di C — può essere eliminata at-

---

([5]) - È un normale amplificatore di potenza in bassa frequenza attuato con tubo a fascio (Cap. XII, n. 6). Nel suo circuito d'ingresso è indicato il dispositivo di *regolazione di tono*, presente, in varie forme, nella maggior parte degli apparecchi radio e grammofonici: esso ha lo scopo di ridurre alcuni disturbi insiti nella riproduzione dei suoni. Si trova che questa risulta spesso più gradita all'orecchio se è ridotta, ad arte, la risposta in corrispondenza alle frequenze acustiche più elevate. Nella figura 7 la regolazione di tono è ottenuta *shuntando* l'entrata dell'amplificatore con un'impedenza costituita dalle serie delle capacità C_t e del reostato R_t: poichè la reattanza di C_t diminuisce al crescere della frequenza, l'effetto shuntante è tanto maggiore quanto più alta è la frequenza stessa; esso poi è regolabile variando il valore di R_t, risultando minimo quando la resistenza è tutta inclusa (cursore all'estremo inferiore).

tuando il filtro passa-basso con induttanza e capacità (Cap. III, n. 1, fig. 4*b*) come è indicato nella figura 6*b*): l'induttore L_1 non provoca alcuna caduta per la tensione continua (a parte quella prodotta dalla sua inevitabile resistenza interna), mentre produce una caduta per la tensione alternativa proporzionale al valore di L_1. Scegliendo opportunamente i valori di C, L_1, C_1 può ottenersi un'ondulazione piccola quanto si vuole (6): nella figura 8 ne è indicato il dimensionamento nel caso pratico di un *alimentatore* per radioricevitore.

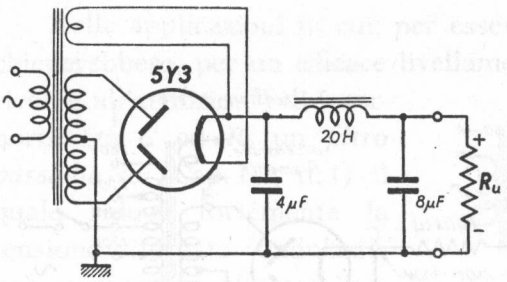


Fig. 8 — Esempio di alimentatore a doppia semionda con filtro di livello a ingresso capacitivo ed *induttanza di blocco*.

Qualunque sia il tipo di raddrizzatore e di filtro adoperati, se il loro dimensionamento è corretto la tensione e la corrente fornite dall'alimentatore ad R_u possono considerarsi identiche a quelle prodotte da una batteria di pile. Di fronte alla resistenza R_u (cioè di fronte al complesso dei circuiti alimentati) l'alimentatore si comporta come un vero e proprio generatore di tensione continua, avente una determinata f. e. m. (legata all'ampiezza della tensione alternata fornita dal trasformatore) ed una certa resistenza interna, che dipende dagli elementi raddrizzatori usati e dalla costituzione del circuito.

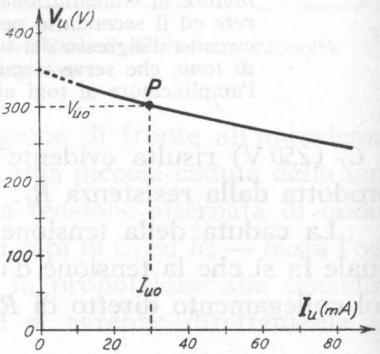


Fig. 9 — Relazione fra tensione ai morsetti e corrente erogata (*caratteristica esterna*) nell'alimentatore della fig. 8.

Il fatto che la resistenza interna dell'alimentatore non sia nulla fa sì che, se la resistenza di utilizzazione

(6) - Quando le esigenze di livellamento sono molto severe, piuttosto che dare valori grandi ad L_1 e C_1 si preferisce interporre fra C_1 ed R_u una nuova cellula filtrante, $L_2 C_2$, dello stesso tipo della prima.

varia (e quindi varia la corrente erogata), varia in corrispondenza la caduta di tensione interna dell'alimentatore e conseguentemente cambia la tensione ai morsetti d'uscita (tensione di alimentazione). Per rendersi conto di ciò, nella figura 9 è mostrata la relazione fra la tensione V_u ai morsetti di uscita dell'alimentatore della fig. 9 e la corrente assorbita da R_u ([7]); da essa appare, ad esempio, che la tensione ha il valore $V_{uo}=300$ V se la corrente in R_u ha il valore $I_{uo}=30$ mA (e quindi è $R_u=V_{uo}/I_{uo}=10^4\,\Omega$) ma varia da tale valore, in maniera non irrilevante, se la corrente cambia. In varie applicazioni questo fatto costituisce un inconveniente di rilievo e vi si rimedia corredando l'alimentatore di appositi *stabilizzatori di tensione* che studieremo nel n. 4 e seguenti.

4. — Alimentatori con filtro di livello ad ingresso induttivo.

In tutti gli alimentatori finora studiati, in cui il livellamento della tensione e corrente di uscita è fondato sulla carica intermittente di un condensatore e sulla sua scarica su una resistenza di utilizzazione, la corrente che passa nel diodo è limitata a frazioni assai piccole del periodo della tensione applicata (Cap. IV, n. 6, fig. 11); essa ha il carattere di guizzi periodici (fig. 10) che, a seconda del valore della capacità di ingresso C, possono essere anche molto elevati. Negli alimentatori per forti potenze, questi bruschi passaggi di corrente con forte intensità cimentano eccessivamente l'elemento raddrizzante ([8]) e perciò i filtri di livello con ingresso capacitivo non possono essere impiegati. Si ricorre allora ad altri tipi di filtri, che ora

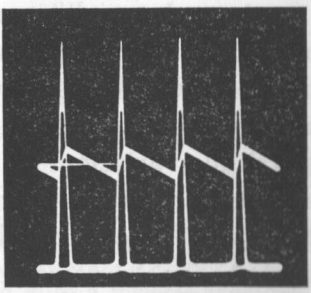


Fig. 10 — Oscillogramma della tensione di uscita e della corrente che attraversa il diodo.

([7]) - La curva è la *caratteristica esterna* dell'alimentatore pensato come generatore ed ha lo stesso significato ed impiego della caratteristica esterna, ad esempio, di una dinamo. Curve siffatte — per vari valori di C e della tensione alternata applicata ai raddrizzatori — sono spesso fornite nei buoni cataloghi dei tubi e sono chiamate *impropriamente* « caratteristiche di regolazione ».

([8]) - Questo fatto è particolarmente grave nel caso in cui l'elemento raddrizzatore sia un tubo a gas (Cap. VIII, n. 3), il che avviene sopratutto negli alimentatori per forti potenze: ad esempio, negli alimentatori per radiotrasmettitori.

studieremo, in cui l'elemento d'ingresso è un'induttanza ed in cui la corrente passa attraverso al tubo per tutto il periodo.

Consideriamo il circuito della figura 11 *a*), in cui un diodo è in serie ad una f. e. m., ad una induttanza e ad una resistenza R_u di utilizzazione; la f. e. m. *e* è tratteggiata nel diagramma *b*). Quando la placca è positiva il diodo lascia passare corrente, ma l'induttanza si oppone ad essa così che la corrente cresce più lentamente che non la tensione, come è mostrato nel diagramma *b*) della figura 11. In corrispondenza all'istante $t=T/2$ la tensione applicata è nulla ma la corrente continua a passare ugualmente, per la proprietà della induttanza di opporsi alle variazioni di corrente (9), e si annulla solamente in un istante successivo t_1. Ne deriva l'importante proprietà che la *corrente passa per più di mezzo periodo*; la situazione è in certo senso antitetica rispetto a quella prodotta dal condensatore, poichè in quel caso la corrente circola per meno di mezzo periodo (fig. 10).

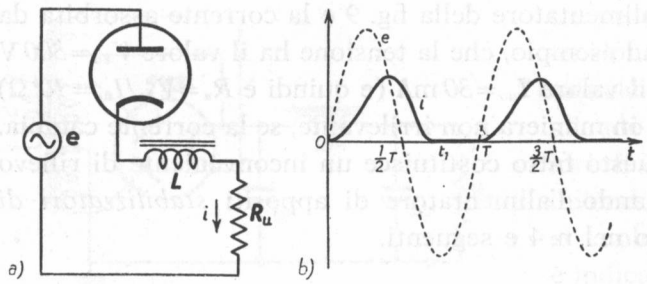


Fig. 11 — *a*) Serie di un diodo con una f. e. m. alternata, un'induttanza ed una resistenza; *b*) andamento in funzione del tempo della tensione applicata e della corrente.

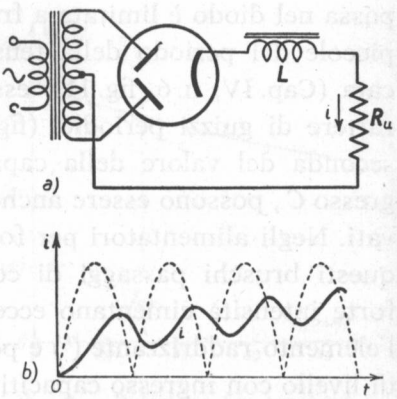


Fig. 12 — Effetto dell'induttanza in serie nel raddrizzatore a doppia semionda.

Consideriamo ora lo schema a doppia semionda indicato nella figura 12 *a*): qui il comportamento della corrente subisce una modificazione

(9) - L'induttanza reagisce nella fase crescente della corrente con una f. e. m. indotta che si oppone alla crescita e durante la fase decrescente con una f. e. m. in senso opposto che, abbassando il potenziale del catodo, si oppone alla diminuzione.

sostanziale perchè sopraggiunge la seconda semionda prima che la corrente si annulli, per cui *la corrente non si annulla mai durante tutto il periodo della f. e. m. applicata* (fig. 12 *b*). A regime l'andamento della corrente è del tipo indicato nella figura 13 *b*): si tratta sostanzialmente di una corrente continua di valore prossimo al valor medio delle doppie semionde, a cui è sovrapposta un'ondulazione che costituisce una corrente alternata. Per ridurre questa si può ricorrere all'interposizione, fra induttanza L e resistenza di utilizzazione R_u, di un filtro L_1,

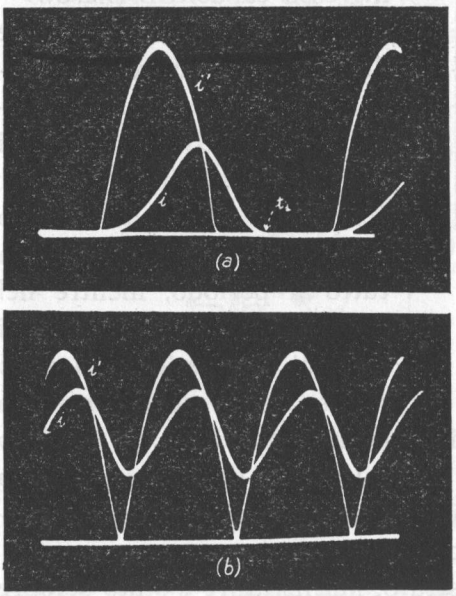


Fig. 13 — Le curve i, i' rappresentano l'andamento in funzione del tempo della corrente in presenza ed in assenza di induttanza: *a*) nel raddrizzatore ad una semionda, *b*) nel raddrizzatore a due semionde.

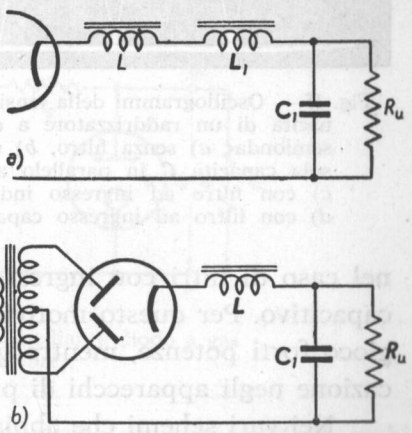


Fig. 14 — *a*) Costituzione del filtro di livello a ingresso induttivo. *b*) Raddrizzatore a doppia semionda con filtro a ingresso induttivo.

C_1 dello stesso tipo usato nel filtro di livello con ingresso a condensatore (fig. 14 *a*); conglobando assieme le due induttanze si ottiene il *filtro di livello a ingresso induttivo* ([10]) indicato nella figura 14 *b*).

Nella figura 15 è compiuto un significativo confronto sperimentale

([10]) - Il condensatore C_1 partecipa in maniera sostanziale al meccanismo di funzionamento del filtro di livello; ciò comporta delicate questioni sul dimensionamento di L in relazione al valore di R_u. Non volendo addentrarci in questo problema rimandiamo a: F. E. TERMAN - *Electronic and Radio Engineering* - Cap. 20, Sec. 20-4, pag. 711 (Mc. Graw-Hill, New York, 1955).

fra le tensioni di uscita nei vari tipi di filtri di livello. Il diagramma *a*) rappresenta la tensione ai capi di R_u in assenza di filtro (fig. 1); il diagramma *b*) corrisponde al caso in cui in parallelo ad R_u vi è la sola capacità C (fig. 4 *b*); il diagramma *c*) corrisponde al caso di filtro di livello con ingresso induttivo (fig. 14 *b*) ed infine il diagramma *d*) corrisponde al caso di filtro con ingresso capacitivo (fig. 8).

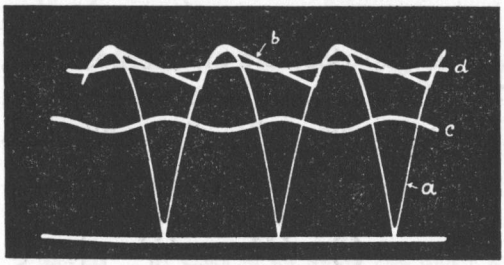


Fig. 15 — Oscillogrammi della tensione di uscita di un raddrizzatore a doppia semionda: *a*) senza filtro, *b*) con la sola capacità C in parallelo ad R_u, *c*) con filtro ad ingresso induttivo, *d*) con filtro ad ingresso capacitivo.

A parità di carico (cioè di R_u) si raggiunge una tensione maggiore coi filtri a ingresso capacitivo che non coi filtri a ingresso induttivo; per contro in quest'ultimo caso passa corrente nel diodo in tutto il periodo, mentre nel primo passa solo entro brevi frazioni del periodo. Il tubo risulta perciò meno cimentato nel caso di filtri con ingresso induttivo che non con filtri ad ingresso capacitivo. Per questo motivo i primi sono usati nei casi in cui sono in gioco forti potenze, mentre quelli con ingresso capacitivo hanno applicazione negli apparecchi di piccola potenza.

Nei vari schemi che abbiamo mostrato, l'utilizzatore è stato sempre indicato con una generica resistenza R_u: occorre naturalmente ricordare che in realtà esso rappresenta il complesso dei circuiti dell'apparato elettronico alimentati a corrente continua. Spesso, per l'alimentazione dei suddetti circuiti, sono richieste contemporaneamente tensioni continue di valore diverso: è possibile ottenerle mediante un unico raddrizzatore impiegando opportuni partitori di tensione.

5. — Stabilizzazione della tensione degli alimentatori mediante diodi a gas a catodo freddo e diodi Zener.

Gli alimentatori attuati coi metodi indicati nei paragrafi precedenti, pur essendo soddisfacenti in molti casi, presentano delle deficienze che li rendono inadatti in alcune applicazioni: esse sono *la dipendenza della f. e. m. dall'ampiezza della tensione di rete*, che causa variazioni della tensione di alimentazione in concomitanza alle inevitabili fluttuazioni

della tensione di rete, ed *il valore della resistenza interna*, non sempre trascurabile di fronte alla resistenza di utilizzazione. Da ciò deriva che se la resistenza di utilizzazione varia, varia in corrispondenza la caduta di tensione interna dell'alimentatore e conseguentemente cambia la tensione di alimentazione. Per ovviare a questi inconvenienti, in molte applicazioni l'alimentatore viene dotato di particolari dispositivi (*stabilizzatori di tensione*) che provvedono a diminuire la dipendenza della tensione di alimentazione dalle variazioni della tensione di rete e dalle variazioni del carico.

Il metodo più semplice per attuare la *stabilizzazione* è quello già indicato nel Cap. VII, n. 7 che sfrutta la scarica a bagliore nei *diodi a*

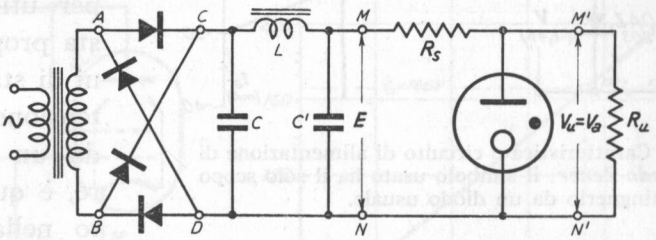


Fig. 16 — Alimentatore stabilizzato mediante diodo a gas a catodo freddo (*tubo stabilizzatore*).

gas a catodo freddo: nella figura 16 è mostrato un alimentatore stabilizzato, attuato in modo analogo a quello della figura VII, 11, ma utilizzante un raddrizzatore a doppia semionda a ponte con filtro di livello ad ingresso capacitivo (fig. 6 *b*).

L'*effetto Zener*, che abbiamo incontrato nello studio dei diodi a cristallo (Cap. VIII, n. 7, fig. 10) può essere sfruttato per ottenere la stabilizzazione in alternativa al fenomeno della scarica a bagliore nei tubi a gas. Ricordiamo che un diodo a giunzione a cui sia applicata una tensione invertita, così che non si abbia apprezzabile passaggio di corrente, diviene bruscamente conduttore quando la tensione raggiunge un valore tale da provocare la rottura dei legami covalenti del semiconduttore (*effetto Zener*). Si costruiscono appositi diodi al silicio, detti *diodi Zener*, nei quali, con particolari processi tecnologici è ottenuta una notevole riproducibilità del fenomeno, in corrispondenza a tensioni preordinate fra pochi volt ed un centinaio di volt.

Nella figura 17 è mostrata la caratteristica di un tipico *diodo Zener* (Philips *OAZ-203*) ed è indicato lo schema con cui esso viene alimentato; come già per i tubi a gas (Cap. VII, n. 7, fig. 12), la costruzione della retta di carico relativa alla resistenza R_s mostra che a variazioni ΔE anche assai ampie della tensione di alimentazione corrispondono variazioni molto piccole della tensione ai capi del diodo. Il più semplice schema per utilizzare questa proprietà, ai fini di stabilizzare la tensione prodotta da un alimentatore, è quello indicato nella figura 18 ed è del tutto simile a quello usato per i diodi a gas (fig. 16); naturalmente ai morsetti MN è collegato l'alimentatore che sarà attuato con uno qualunque degli schemi visti nei paragrafi precedenti.

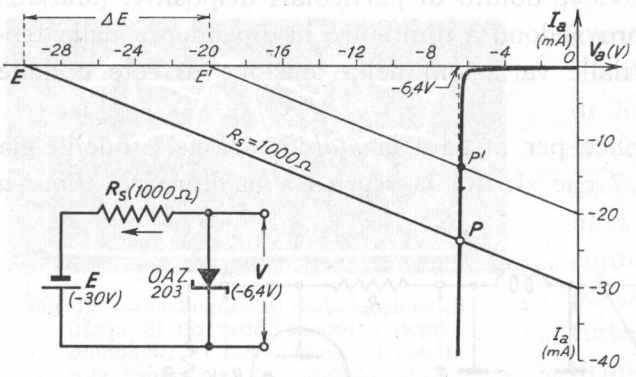


Fig. 17 — Caratteristica e circuito di alimentazione di un *diodo Zener*: il simbolo usato ha il solo scopo di distinguerlo da un diodo usuale.

I semplici sistemi di stabilizzazione descritti operano in maniera del tutto soddisfacente, ma la loro utilità è limitata dalla scarsa flessibilità d'impiego: questa deriva sopratutto dal fatto che essi possono lavorare solo con tensioni d'uscita prestabilite, legate alle caratteristiche degli elementi stabilizzanti usati (tubo stabilizzatore a gas o diodo Zener) e sono in grado di fornire all'utilizzatore solo correnti relativamente deboli. Studieremo nei prossimi paragrafi alcuni circuiti che, utilizzando in maniera diversa gli elementi stabilizzanti, offrono invece grande versatilità e sono, pertanto, di uso molto più vasto.

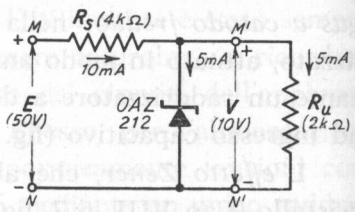


Fig. 18 — Semplice schema di *stabilizzatore di tensione* attuato con *diodo Zener*.

6. — Stabilizzazione ottenuta mediante trasferitore catodico o di emettitore.

I più diffusi circuiti stabilizzatori delle tensioni prodotte dagli alimentatori sono basati sull'uso di particolari amplificatori in forte reazione negativa, aventi come tensione d'entrata la tensione costante fornita da un diodo stabilizzatore a gas o Zener e come tensione d'uscita la tensione destinata all'alimentazione. Per comprenderne la costituzione ed il funzionamento prenderemo le mosse dal semplice circuito della figura 19, costituito da un trasferitore catodico la cui *caratteristica di*

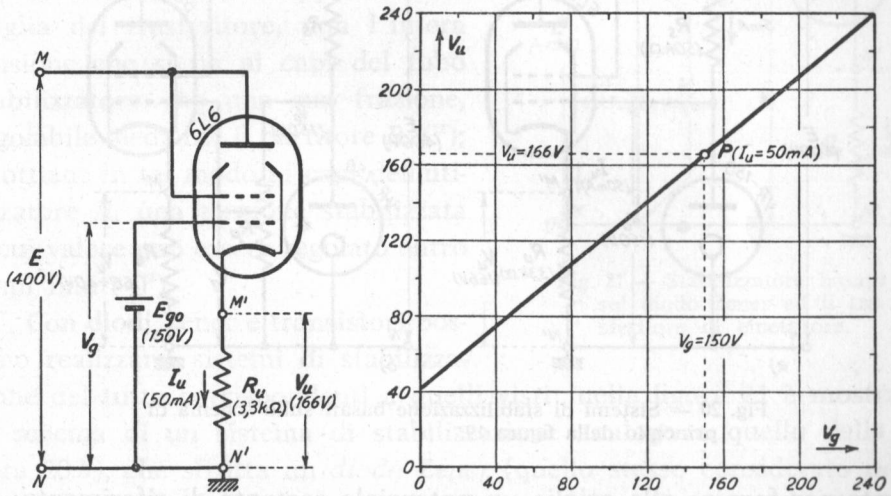


Fig. 19 — Trasferitore catodico usato come stabilizzatore e sua caratteristica di funzionamento (il tubo a fascio è collegato a triodo).

funzionamento (Cap. XIII, n. 11, fig. 28) è indicata nella figura stessa: supporremo che la sua tensione di alimentazione anodica E sia fornita da un alimentatore non stabilizzato e che la resistenza catodica sia la resistenza R_u in cui deve essere utilizzata la tensione stabilizzata. Poichè il potenziale di griglia V_g è mantenuto costante al valore E_{g0} (*150* V) dalla presenza di una batteria, anche il potenziale catodico ha valore costante V_{u0}, che nell'esempio considerato in figura è *166* V. La forte reazione negativa implicita nel trasferitore catodico tende a rendere la tensione V_u indipendente da qualsiasi causa di variazione che non sia prodotta dalla tensione d'entrata V_g; poichè questa è rigorosamente co-

stante, la tensione d'uscita tende a rimanere costante ([11]) anche se la tensione di alimentazione E e la resistenza R_u subiscono delle variazioni. Il risultato pratico è che la resistenza di utilizzazione R_u è alimentata da una tensione di gran lunga più costante che se essa fosse collegata direttamente ad un alimentatore non stabilizzato.

Nel circuito considerato la batteria E_{g_0} non eroga potenza se le condizioni di funzionamento sono tali che la differenza di potenziale fra griglia e catodo non sia maggiore di zero. La batteria serve semplice-

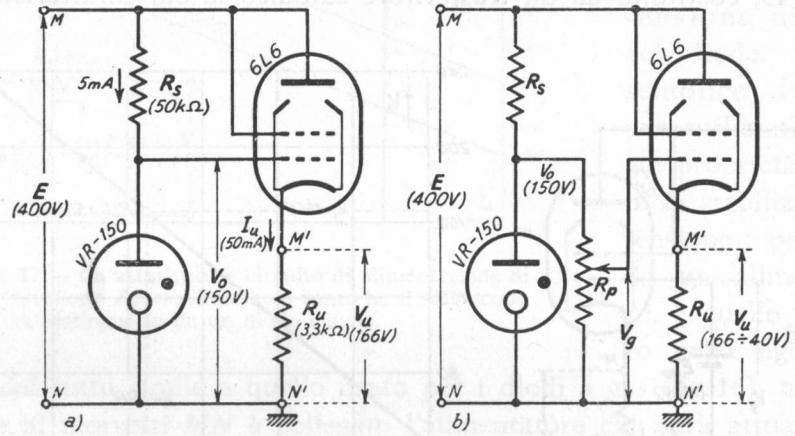


Fig. 20 — Sistemi di stabilizzazione basati sullo schema di principio della figura 19.

mente per fornire alla griglia un potenziale costante di riferimento: in pratica, però, il potenziale di riferimento è ottenuto dalla stessa tensione di alimentazione E mediante un tubo stabilizzatore, alimentato nel modo indicato nella figura 20 *a*). Il vantaggio del circuito così ottenuto di fronte a quello, più semplice, della figura 16 (in cui R_u è direttamente collegata ai capi del tubo stabilizzatore) consiste essenzialmente nel fatto che la corrente in R_u non attraversa la resistenza R_s posta in serie al tubo stabilizzatore; ciò consente di assegnare ad R_s il valore più conveniente per ottenere la massima stabilizzazione di fronte alle variazioni di E, indipendentemente dal valore di R_u. La corrente

([11]) - Se, infatti, il potenziale catodico subisse, ad esempio, una diminuzione ΔV_u, la differenza di potenziale fra griglia e catodo subirebbe la variazione in aumento $\Delta V_{gk} = -\Delta V_u$, la quale tenderebbe ad aumentare il potenziale catodico, compensando così la primitiva diminuzione.

in R_u è la corrente anodica del tubo amplificatore e pertanto questo deve essere scelto in modo da fornire la necessaria corrente: spesso si ricorre a pentodi o tubi a fascio usati come triodi (come è fatto nell'esempio della figura 20); se le correnti richieste sono dell'ordine del centinaio di milliamper e più, generalmente si usano due o più tubi disposti in parallelo fra loro per evitare di usare tubi di grossa mole.

Nella figura 20 *b*) è indicato un perfezionamento del circuito *a*), che ne rende il funzionamento più elastico: in esso, infatti, è applicata alla griglia del trasferitore, non l'intera tensione che si ha ai capi del tubo stabilizzatore, ma una sua frazione, regolabile mediante il partitore R_p ([12]); si ottiene in tal modo ai capi dell'utilizzatore R_u una tensione stabilizzata il cui valore può essere regolato entro ampi limiti ([13]).

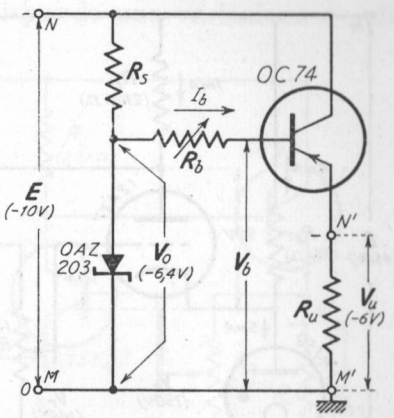


Fig. 21 — Stabilizzatore basato sul diodo Zener ed il trasferitore di emettitore.

Con diodi Zener e transistori possono realizzarsi sistemi di stabilizzazione del tutto corrispondenti a quelli visti: nella figura 21 è mostrato lo schema di un sistema di stabilizzazione analogo a quello della figura 20 *b*), che sfrutta un *diodo Zener* (quello stesso considerato nella figura 17) ed un *trasferitore di emettitore*. Mentre il potenziale V_o è costante per effetto del diodo Zener, il potenziale d'ingresso del trasferitore, V_e, può regolarsi agendo sul reostato R_b che varia la corrente di base: con ciò varia il potenziale dell'emettitore e quindi anche la tensione di alimentazione V_u dell'utilizzatore.

I circuiti ora esaminati possono considerarsi i prototipi dei cosidetti *sistemi di stabilizzazione elettronica*, di cui nel prossimo paragrafo esamineremo semplici esempi.

([12]) - La resistenza del partitore R_p può essere così grande da non modificare apprezzabilmente le condizioni di funzionamento del tubo stabilizzatore.

([13]) - Nell'esempio di figura, col tubo operante nelle condizioni caratterizzate dal grafico di figura 19, la tensione stabilizzata può variare dal valore *266* V, che corrisponde a $V_g = 150$ V, al valore di circa *40* V corrispondente a $V_g = 0$.

7. — Sistemi di stabilizzazione elettronica.

I più comuni sistemi di stabilizzazione elettronica sono perfezionamenti dei semplici circuiti studiati nel numero precedente, consistenti nell'applicare la tensione di riferimento V_o, fornita dall'elemento stabilizzante (diodo a gas o Zener) all'entrata del trasferitore, non direttamente, ma per mezzo di un amplificatore.

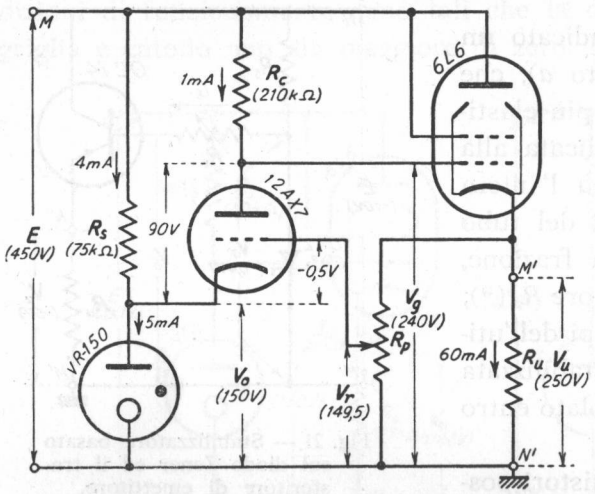


Fig. 22 — Semplice sistema di stabilizzazione elettronica.

Il più semplice degli schemi realizzabili con tubi è quello indicato nella figura 22: in esso la tensione di riferimento V_o è applicata al catodo di un triodo amplificatore, il cui potenziale anodico è usato quale potenziale di griglia del trasferitore catodico. La controreazione — necessaria per conferire alla tensione d'uscita V_u la voluta stabilità di fronte alle variazioni della tensione di alimentazione E e della resistenza di utilizzazione — è introdotta applicando alla griglia del triodo amplificatore una frazione V_r del potenziale d'uscita V_u, ottenuta mediante il partitore resistivo R_p disposto in parallelo ai morsetti d'uscita.

Il funzionamento del circuito (che, in via rigorosa, può essere studiato come un amplificatore in reazione negativa) è intuitivamente il seguente. Lo stabilizzatore a gas, collegato alla tensione di alimentazione E tramite la resistenza R_s ed il triodo ([14]), mantiene il catodo di questo al potenziale costante V_o; il potenziale di griglia del triodo è poi scelto in modo che il suo potenziale anodico abbia il giusto valore perchè il potenziale catodico del trasferitore abbia il valore V_u desiderato; la

([14]) - La corrente nel tubo stabilizzatore (5 mA nell'esempio considerato) è la somma della corrente in R_s (4 mA) e della corrente anodica del triodo (1 mA).

situazione dei potenziali in un esempio particolare è chiaramente indicata nella figura 22. Essendo in queste condizioni, supponiamo che, per una causa qualunque, il potenziale d'uscita tenda a variare, ad esempio ad aumentare; allora anche il potenziale di griglia del triodo amplificatore, V_r, tende a crescere e poichè il potenziale del catodo ha invariabilmente il valore V_o, la differenza di potenziale fra la griglia ed il catodo subisce identica variazione. A questa corrisponde una variazione amplificata e di segno opposto del potenziale anodico, coincidente col potenziale di griglia del trasferitore; anche il potenziale catodico di questo è, allora, spinto a variare, e precisamente a diminuire, e ciò compensa la primitiva tendenza ad aumentare che ha dato origine al processo. Un analogo meccanismo di autoregolazione si manifesta se la tensione d'uscita tende a diminuire.

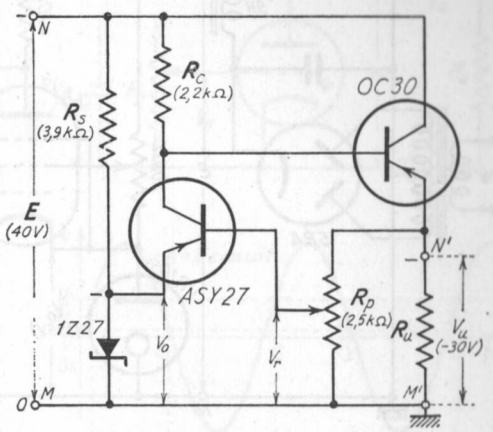


Fig. 23 — Sistema di stabilizzazione elettronica analogo a quello della fig. 22, ma con diodo Zener e transistori.

Il potenziale d'uscita V_u può essere variato entro una vasta gamma di valori regolando il potenziale V_r per mezzo del partitore R_p; poichè infatti, il potenziale catodico del triodo è costantemente V_o, la regolazione di V_r provoca una variazione del suo potenziale anodico e quindi una corrispondente variazione del potenziale catodico del trasferitore, cioè del potenziale d'uscita. Da notarsi che, nel caso attuale, a differenza di quanto avveniva nel circuito della figura 20 *b*), il potenziale di uscita è assai maggiore del potenziale di riferimento V_o; con un'opportuna scelta del tubo finale (che suole indicarsi col nome di *tubo regolatore in serie*) si può ottenere in uscita un potenziale massimo che è inferiore ad E solo di poche decine di volt. Nella figura 23 è riportato uno schema di stabilizzatore del tutto simile a quello della figura 22, ma attuato con diodo Zener e transistori; per esso possono ripetersi sostanzialmente le stesse considerazioni fatte per il circuito della figura 22.

Sono possibili innumerevoli varianti e perfezionamenti dei circuiti

considerati, intese sopratutto a migliorare il meccanismo di autoregolazione. Ad esempio, nel circuito della figura 24 — che rappresenta un completo alimentatore stabilizzato, con raddrizzatore a diodi a doppia semionda, capace di fornire una tensione massima di *250* V con una corrente massima di *120* mA — l'amplificatore iniziale è attuato, invece

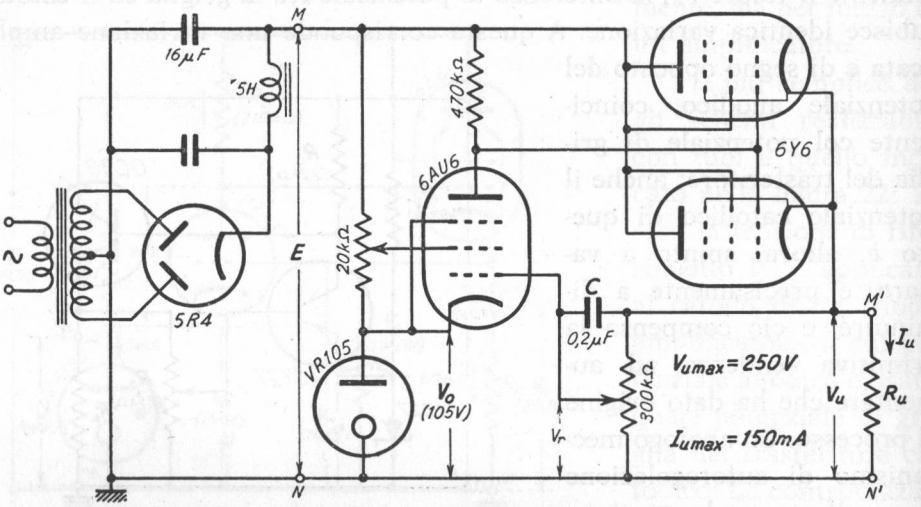


Fig. 24 — Schema completo di un alimentatore stabilizzato.

che con un triodo come nella figura 22, con un pentodo che, consentendo un guadagno maggiore, dà luogo ad un'azione di autoregolazione più forte. Interessante è anche l'introduzione del condensatore *C* che, collegando direttamente il morsetto di uscita alla griglia del pentodo amplificatore, produce una forte controreazione per le tensioni alternative di ondulazione, presenti in uscita per l'inevitabile imperfetto livellamento della tensione raddrizzata; l'effetto di tale controreazione si manifesta con un'efficace riduzione dell'ondulazione.

8. — **Raddrizzatori controllati. Uso dei thyratron.**

La conversione della corrente alternata in continua mediante raddrizzatori, di cui ci siamo occupati nei paragrafi precedenti per il problema particolare dell'alimentazione degli apparati, ha innumerevoli campi di applicazione nella tecnica e nell'industria; normalmente, però, i problemi relativi sono di dominio dell'elettrotecnica e non sono oggetto

del nostro studio. L'elettronica è, invece, interessata in quei casi in cui la corrente raddrizzata deve essere regolata entro ampi limiti, generalmente per via automatica, come avviene nei sistemi di regolazione della velocità dei motori ed in vari problemi di servocomandi e controlli.

La regolazione della corrente di uscita di un raddrizzatore potrebbe naturalmente essere ottenuta regolando, mediante adatto trasformatore, la tensione alternata al suo ingresso o inserendo resistenze variabili all'uscita; ma questi sistemi sono normalmente dispendiosi e poco pratici, sopratutto nella regolazione automatica. La regolazione diviene, invece, un processo relativamente agevole ed economico se viene compiuta per via elettronica, sfruttando le proprietà raddrizzatrici, e regolatrici insieme, dei *thyratron* ([15]) e di speciali dispositivi a semiconduttore denominati *raddrizzatori al silicio controllati* i quali hanno un comportamento assai simile a quello dei thyratron ([16]).

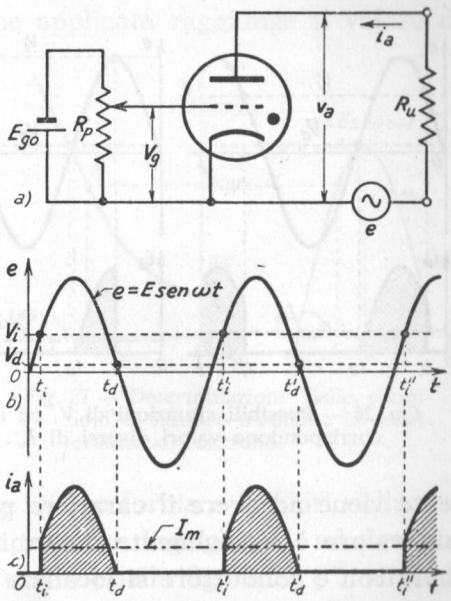


Fig. 25 — Circuito base dei raddrizzatori controllati: andamento della tensione applicata e della corrente nell'utilizzatore.

Il circuito base dei *raddrizzatori controllati* è indicato nella figura 25 *a*) ed è costituito da un thyratron con tensione di griglia negativa regolabile, alimentato da un generatore alternativo tramite una resistenza R_u; in pratica questa resistenza rappresenta l'utilizzazione (ad esempio, un motore) mentre il generatore *e* rappresenta un trasformatore connesso alla rete. Supponendo che la tensione *e* abbia l'andamento indicato nella figura 25 *b*), all'istante iniziale non si ha corrente nel circuito

([15]) - Ed altri tubi a gas di mole maggiore: sopratutto *ignitron* ed *excitron*, che sono essenzialmente tubi raddrizzatori a catodo di mercurio con un elettrodo ausiliario per produrre l'innesco dell'arco. Si veda in proposito, ad esempio, il testo: R. G. KLOEFFER - *Electronics and Control*, Cap. VII (Ed. J. Wiley, New York, 1960).

([16]) - Si veda in proposito l'interessante manuale "Silicon Controlled Rectifer Manual,, edito dalla Società General Elettric (Auburn, New York).

perchè la tensione anodica del thyratron è nulla; al passare del tempo la tensione anodica cresce, ma la corrente anodica non passa fino a che la tensione non raggiunge un valore particolare V_i (*tensione di innesco*) in corrispondenza al quale si manifesta l'innesco della scarica entro il tubo ed inizia il passaggio della corrente (Cap. VII, n. 4). Nel caso della figura 25 *b*) ciò avviene nell'istante t_i, dopo il quale la corrente fluisce fino all'istante t_d, in cui la tensione applicata scende ad un valore V_d così basso da non essere in grado di mantenere la ionizzazione entro il tubo (*tensione di disinnesco*); da questo momento la corrente rimane nulla fino all'istante t_i' in cui nuovamente la tensione e raggiunge il valore V_i ed ha inizio una nuova fase di passaggio di corrente. Il processo si ripete ad ogni periodo e pertanto la corrente viene ad avere il carattere pulsante indicato nella figura 25 *c*); il suo valore è agevolmente determinabile tenendo conto che quando il thyratron è conduttore si localizza ai suoi capi una tensione anodica di valore costante V_{ao} praticamente uguale (appena superiore) a V_d che è dell'ordine di $10 \div 20$ V. Pertanto la tensione che si ha ai capi di R_u, in ogni istante compreso fra t_i e t_d, ha il valore $e - V_{ao} \cong e - V_d$ e quindi il valore della corrente risulta:

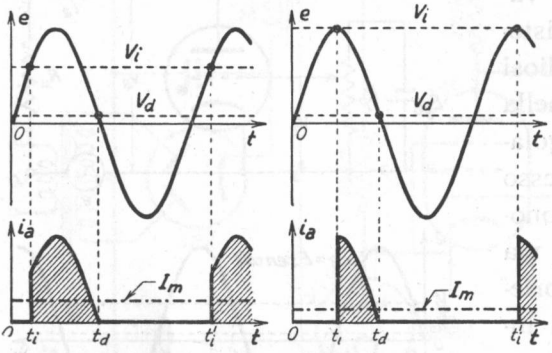


Fig. 26 — Possibili situazioni di V_i ed i_a a cui corrispondono valori diversi di I_m.

$$(1) \qquad i_a \cong \frac{e - V_d}{R_u} \; ;$$

esso è $(V_i - V_d)/R_u$ all'istante t_i ed ha valore nullo all'istante t_d in cui è $e = V_d$.

La corrente pulsante che si ha nella resistenza di utilizzazione ha un valore medio diverso da zero, come accade in tutti i sistemi di raddrizzamento; il suo valore medio I_m (fig. 25 *c*), pari all'area sottesa da ciascun impulso divisa per il periodo T, dipende dagli istanti in cui si verificano l'innesco ed il disinnesco, come facilmente si comprende esaminando le situazioni particolari indicate nella figura 26. Se, come sempre accade, la

tensione V_d è molto piccola di fronte all'ampiezza E della tensione applicata, il disinnesco avviene praticamente alla fine del semiperiodo positivo ($t_d \cong T/2$); il valor medio I_m viene allora a dipendere unicamente dall'istante di innesco e la sua espressione risulta ([17]):

$$(2) \qquad I_m \cong \frac{E}{2\pi R_u}\left(\cos 2\pi \frac{t_i}{T} + 1\right) + \frac{V_d}{R_u}\left(\frac{t_i}{T} - \frac{1}{2}\right).$$

Poichè t_i è l'istante in cui la tensione applicata raggiunge il valore di innesco V_i e questo è strettamente dipendente dal valore della tensione di griglia V_g, il valor medio I_m può essere regolato variando la tensione di polarizzazione del thyratron: è precisamente su questa possibilità che è basata la regolazione della corrente raddrizzata.

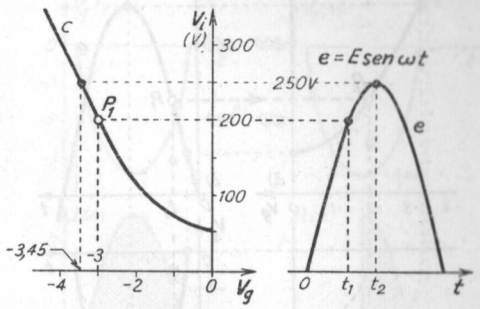


Fig. 27 — Determinazione delle condizioni di innesco mediante la caratteristica di controllo.

L'istante di innesco t_i può essere individuato agevolmente valendosi della *caratteristica di controllo* del thyratron (Cap. VII, n. 4, fig. 5), che fornisce i valori della tensione d'innesco V_i per ogni valore della tensione di griglia V_g: ad esempio, se la caratteristica di controllo è la curva *c*) della figura 27 ([18]), si trova

([17]) - Si ha manifestamente:

$$I_m = \frac{1}{T}\int_{t_i}^{t_d} i_a\, dt = \frac{1}{TR_u}\int_{t_i}^{t_d} (E - V_d)\, dt\ ;$$

sostituendo per e l'espressione $E \operatorname{sen} \omega t = E \operatorname{sen} 2\pi t/T$ si ha:

$$I_m = \frac{E}{TR_u}\int_{t_i}^{t_d} \operatorname{sen} \omega t\, dt - \frac{V_d}{TR_u}(t_d - t_i)\ ,$$

da cui si ricava:

$$I_m = \frac{E}{2\pi R_u}\left(\cos 2\pi \frac{t_i}{T} - \cos 2\pi \frac{t_d}{T}\right) - \frac{V_d}{R_u}\frac{t_d - t_i}{T}.$$

Questa è l'espressione esatta del valor medio; quando t_d è approssimativamente uguale a $T/2$ la formula si riduce manifestamente alla (2).

([18]) - Si prescinde, per semplicità, dalla *fascia di incertezza* (Cap. VII, n. 4, fig. 6) pensando di operare in una particolare situazione ben determinata.

subito che la tensione d'innesco corrispondente a $V_g = -3$ V è $V_i = 200$ V; se la tensione applicata ha ampiezza $E = 250$ V, come è indicato dalla semisinusoide tracciata a fianco della caratteristica di controllo, l'innesco avverrà nell'istante t_1 in cui si ha $e = 200$ V. Con lo stesso metodo la costruzione della figura 27 consente di trovare il valore di V_i e l'istante di innesco in corrispondenza ad ogni valore di V_g. Inversamente la caratteristica di controllo permette di ricavare immediatamente quale valore debba avere V_g affinchè l'innesco si verifichi ad un istante preordinato; ad esempio, se si vuole che l'innesco avvenga al centro del semiperiodo positivo, come nella figura 26 *b*), la costruzione della figura 27 indica che deve essere $V_g = -3{,}45$ V.

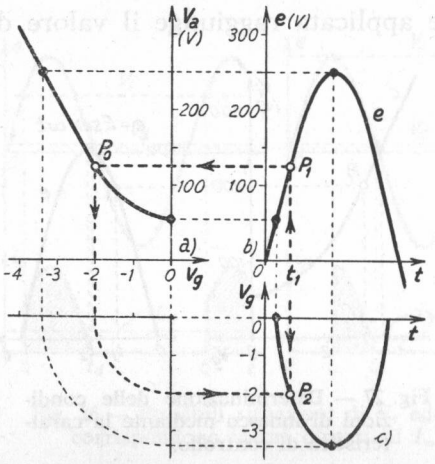


Fig. 28 — Costruzione della *curva limite di innesco*.

La determinazione dei valori di V_g capaci di produrre l'innesco ad un determinato istante si compie di solito valendosi di una particolare curva (*curva limite di innesco*) ottenuta dalla caratteristica di controllo col metodo indicato nella figura 28 ([19]); la curva, riportata nel diagramma *c*), fornisce ad ogni istante t la tensione di griglia V_g necessaria per provocare l'innesco quando la tensione applicata ha l'andamento indicato nel diagramma *b*). L'utilità della curva limite apparirà chiara nel paragrafo seguente, ma già nella figura 29 la curva (diagr. *b*) è sfruttata per individuare, con metodo ovvio, l'istante in cui si ha l'innesco con $V_g = 0$ e la tensione di griglia necessaria per avere l'innesco al centro della semionda positiva; l'andamento della corrente ed i valori medi indicati nella figura si riferiscono

---

([19]) - Ad un istante generico t_1 si determina nel diagramma *b*) il punto P_1, la cui ordinata dà il valore corrispondente della tensione applicata *e*; da P_1 si traccia una parallela all'asse delle ascisse che incontra la caratteristica di controllo (diagr. *a*) nel punto P_0, la cui ascissa è la voluta tensione di griglia. Il valore trovato viene riportato in ordinate nel diagramma *c*); il punto P_a, che ha la sopradetta ordinata ed ascissa t_1, è un punto della *curva limite di innesco*. Ripetendo le operazioni negli altri istanti, risulta agevole il tracciamento dell'intera curva.

all'esempio particolare in cui l'ampiezza della tensione applicata è $E = 250$ V, la resistenza di utilizzazione è $R_u = 100\,\Omega$ ed inoltre è $V_d = 15$ V.

Notiamo che le situazioni indicate nella figura 29 corrispondono alle condizioni estreme della regolazione: questa si effettuerà variando la tensione di griglia V_g fra zero e $-3{,}4$ V mediante il partitore resistivo R_p ed avrà come risultato una variazione del valor medio I_m della corrente in R_u da circa $0{,}78$ A a circa $0{,}4$ A.

Vedremo nel prossimo paragrafo un diverso sistema di regolazione (controllo *a spostamento di fase*) che consentirà, a parità di altre condizioni, di effettuare variazioni assai più rilevanti del valor medio I_m della corrente raddrizzata.

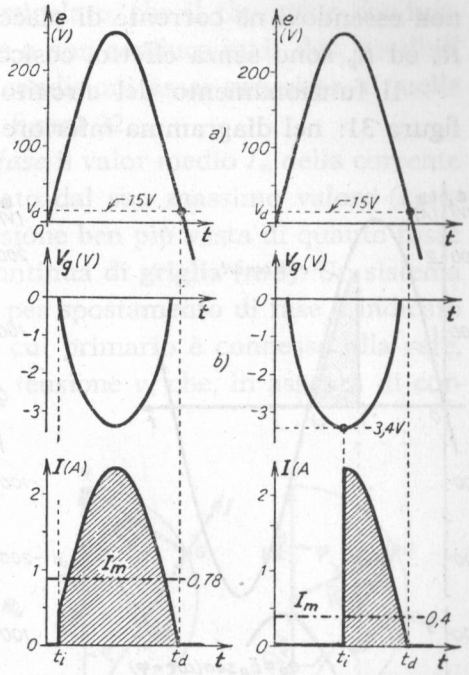


Fig. 29 — Utilizzazione della curva limite di innesco.

9. — **Sistema di controllo dei thyratron a spostamento di fase.**

Un perfezionamento del sistema di regolazione della corrente raddrizzata visto nel numero precedente è indicato nella figura 30 e consiste nell'applicare alla griglia del thyratron, invece di una tensione di polarizzazione continua, una tensione alternativa $e_g = E_g\, sen\,(\omega t + \varphi)$, avente la stessa frequenza della tensione $e = E\, sen\,\omega t$ applicata alla placca, ma fase diversa e regolabile: in pratica le due tensioni e ed e_g sono ottenute, come vedremo, da un'unica sorgente.

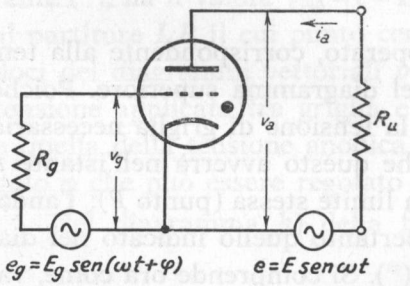


Fig. 30 — Schema di principio di un sistema di regolazione a spostamento di fase.

Nello schema della figura 30, R_u è la resistenza di utilizzazione, mentre

R_g è una resistenza posta in serie alla griglia per evitare che un'eccessiva corrente danneggi la griglia stessa; prima che avvenga l'innesco, non essendovi nè corrente di placca, nè corrente di griglia, le resistenze R_u ed R_g sono senza effetto, cosicchè si ha $v_a = e$, $v_g = e_g$.

Il funzionamento del circuito può comprendersi con l'aiuto della figura 31: nel diagramma inferiore è indicata la tensione e_g, oltre che la

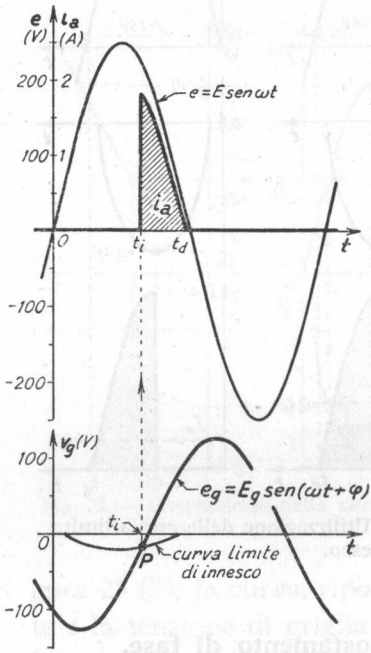


Fig. 31 — Determinazione dell'istante di innesco ed andamento di i_a in un esempio particolare.

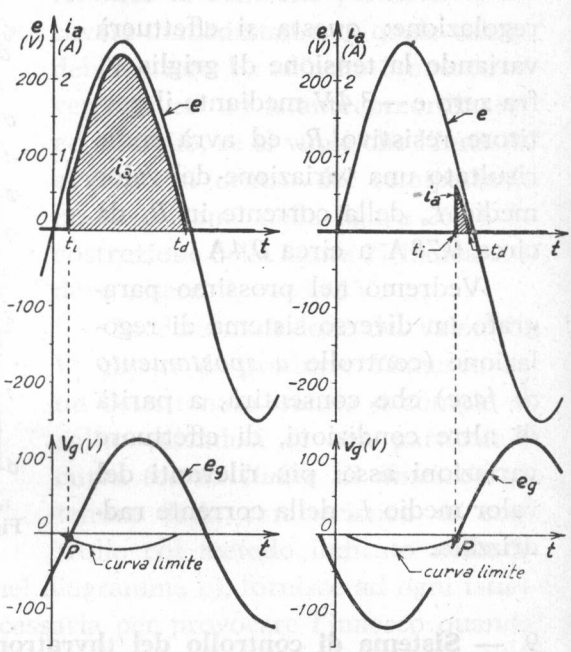


Fig. 32 — Due diverse condizioni di innesco ottenute per spostamento della fase di e_g.

curva limite d'innesco del thyratron adoperato, corrispondente alla tensione e, il cui andamento è riportato nel diagramma superiore. Poichè la curva limite indica, in ogni istante t, la tensione di griglia necessaria per provocare l'innesco, si comprende che questo avverrà nell'istante t_i nel quale la sinusoide e_g incrocia la curva limite stessa (punto P): l'andamento della corrente anodica risulterà pertanto quello indicato nel diagramma superiore della stessa figura 31 ([20]). Si comprende ora come, va-

([20]) - L'andamento si riferisce all'esempio particolare considerato nel n. 8, in cui è $E = 250$ V, $R_u = 100\ \Omega$, $V_d = 15$ V; si è poi assunto $E_g = E/2 = 125$ V.

riando la fase di e_g (cioè traslando la relativa sinusoide secondo l'asse dei tempi nel diagramma inferiore di figura 31), sia possibile variare l'istante di innesco ed ottenere, in particolare, che il thyratron conduca durante l'intera semionda positiva di e o non conduca mai: due possibili situazioni della fase di e_g, relative a condizioni assai prossime a quelle estreme ora dette, sono indicate nella figura 32.

Col *metodo dello spostamento di fase* il valor medio I_m della corrente raddrizzata può, dunque essere regolato dal suo massimo valore (completa conduzione) a zero, con un'escursione ben più vasta di quanto fosse possibile variando la polarizzazione continua di griglia (n. 8). Un sistema più pratico per attuare la regolazione per spostamento di fase è indicato nella figura 33 *a*): il trasformatore, il cui primario è connesso alla rete, fornisce alla placca del thyratron una tensione v_a che, in assenza di cor-

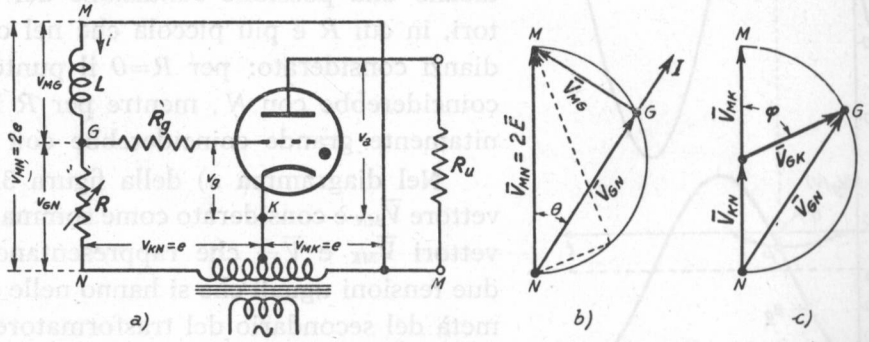


Fig. 33 — Schema di un raddrizzatore con controllo a spostamento di fase e diagrammi vettoriali relativi.

rente ([21]), ha il valore $v_{MK}=e=E\,sen\,\omega t$ ed una tensione doppia $v_{MN}=2e$, al partitore LR il cui punto centrale è collegato alla griglia ([22]). Servendoci dei diagrammi vettoriali *b*) e *c*) della figura 33 mostreremo che la tensione applicata fra griglia e catodo, v_g, ha sempre ampiezza uguale a quella della tensione anodica ed è sfasata rispetto a questa di un angolo φ che può essere regolato variando R.

Nel diagramma *b*) della figura 33, il vettore $\overline{V}_{MN}$ rappresenta la

([21]) - Cioè prima che avvenga l'innesco del thyratron. È in tali condizioni che ha significato lo studio inteso a determinare l'istante di innesco.

([22]) - La resistenza R_g, in assenza di corrente di griglia, è senza effetto.

tensione $v_{MN}=2E\,sen\,\omega t$ applicata ai capi della serie di L ed R, mentre il vettore $\overline{I}$ rappresenta la corrente di tale serie, che è sfasata in ritardo di un angolo θ rispetto alla tensione; il vettore $\overline{V}_{GN}$ rappresenta la tensione che si ha ai capi di R, la quale è in fase con la corrente, $\overline{V}_{GN}=R\overline{I}$; il vettore $\overline{V}_{MG}$, ottenuto per differenza fra i vettori $\overline{V}_{MN}$ e $\overline{V}_{GN}$, viene a rappresentare la tensione v_{MG} che si ha ai capi di L. Se si varia R, variano le posizioni ed i moduli dei vettori $\overline{V}_{GN}$ e $\overline{V}_{MG}$, ma essi rimangono comunque ortogonali fra loro e la loro somma è sempre uguale a $\overline{V}_{MN}$: pertanto, al variare di R, il punto G si muove su una semicirconferenza di diametro uguale a $2E$. Nel diagramma b) i segmenti tratteggiati indicano una possibile condizione dei vettori, in cui R è più piccola che nel caso dianzi considerato: per $R=0$ il punto G coinciderebbe con N, mentre per R infinitamente grande coinciderebbe con M.

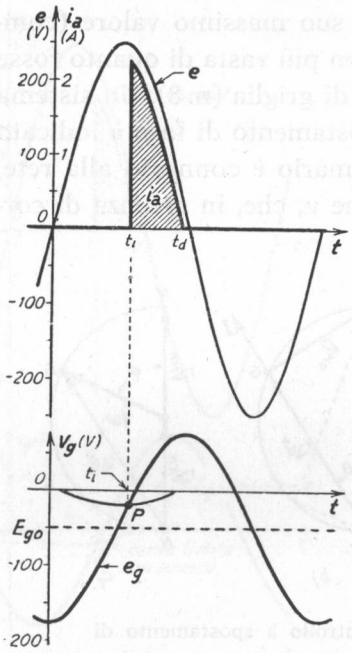


Fig. 34 — L'istante di innesco viene variato regolando E_{go}.

Nel diagramma c) della figura 33 il vettore $\overline{V}_{MN}$ è considerato come somma dei vettori $\overline{V}_{MK}$ e $\overline{V}_{KN}$ che rappresentano le due tensioni uguali che si hanno nelle due metà del secondario del trasformatore; il vettore $\overline{V}_{GK}$, differenza fra $\overline{V}_{GN}$ e $\overline{V}_{KN}$, rappresenta la tensione che, nel circuito a), esiste fra i punti G e K e coincide perciò con la tensione di griglia v_g. Poichè nel diagramma c) il punto G giace sulla semicirconferenza di raggio E e centro K, il vettore $\overline{V}_{GK}$ ha modulo uguale ad E e forma con $\overline{V}_{MK}$ (vettore rappresentante la tensione anodica) un angolo φ che varia fra 0 e π al variare di R. Deriva da ciò che la tensione fra griglia e catodo ha l'espressione $v_g=E\,sen\,(\omega t+\varphi)$ con φ variabile fra 0 e π al variare di R.

Oltre al circuito considerato ne sono possibili vari altri basati su analogo principio. È anche usato un altro sistema di controllo della corrente raddrizzata che è una combinazione di quello ora esaminato con quello visto nel paragrafo precedente: in esso, alla griglia del thyratron sono applicate contemporaneamente una tensione continua di polariz-

zazione E_{go} ed una tensione sinusoidale e_g di frequenza pari a quella della tensione anodica. La situazione è indicata nella figura 34, la quale indica la possibilità di far variare l'istante di innesco sia variando la fase di e_g, sia variando la tensione di polarizzazione E_{go}; è quest'ultima possibilità che viene normalmente sfruttata, in quanto consente la regolazione del valor medio della corrente raddrizzata mediante una variazione di una tensione piuttosto che di una resistenza, il che offre facilità di impiego, specialmente nei sistemi di regolazione automatica.

CAPITOLO XV

L'OSCILLOGRAFO CATODICO

1. — Costituzione di un oscillografo catodico. Il tubo a raggi catodici ed il cannone elettronico.

Uno degli strumenti più utili per i laboratori elettronici è *l'oscillografo a raggi catodici*, ormai comunemente chiamato *oscillografo catodico*: oltre a consentire la visualizzazione dell'andamento delle oscillazioni, esso ha innumerevoli altre applicazioni nelle misure, nella strumentazione e nei controlli, per cui il suo uso è divenuto indispensabile in moltissimi rami della tecnica e della ricerca scientifica.

L'elemento fondamentale dell'oscillografo catodico è il *tubo a raggi catodici*, detto anche comunemente *tubo catodico*. In via schematica esso è costituito da un bulbo di vetro di forma opportuna (fig. 1) nel cui interno sono sistemati, in vuoto molto spinto, i seguenti elettrodi: un emettitore termoionico K (catodo), avente nell'interno un *filamento* riscaldatore, f; tre cilindri metallici coassiali, detti rispettivamente *griglia* (G), *primo anodo* (A_1) *e secondo anodo* (A_2); due coppie di placche metalliche parallele, disposte in piani perpendicolari fra loro, dette rispettivamente *placchette di deflessione orizzontale* (D_x, D_x') e *placchette di deflessione verticale* (D_y, D_y').

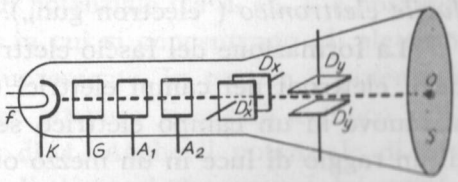


Fig. 1 — Schematica struttura interna di un tubo a raggi catodici.

Gli elettroni emessi dal catodo, sotto l'azione dei tre elettrodi cilindrici, tenuti a conveniente potenziale rispetto ad esso, sono controllati, accelerati e concentrati sul fondo piano del tubo, internamente ricoperto di una sostanza fluorescente (*schermo fluorescente*); si forma in tal modo, nel punto dello schermo colpito dagli elettroni, una macchiolina luminosa visibile dalla superficie esterna (lato frontale) dello schermo stesso. La macchia luminosa si forma al centro dello schermo se le placchette di deflessione non possiedono alcuno stato elettrico (o meglio, se esse si trovano tutte allo stesso potenziale di A_2); ma se fra le due placchette di ciascuna coppia esiste una differenza di potenziale che stabilisca un campo elettrico nello spazio compreso fra di esse, il fascio elettronico nell'attraversare tale campo risulta deviato e la macchia luminosa sullo schermo fluorescente si sposta. È proprio sulla deflessione del fascio elettronico sotto il comando di differenze di potenziale applicate alle due coppie di placchette che è basato il funzionamento dell'oscillografo: esamineremo il meccanismo di deviazione del fascio elettronico nel paragrafo seguente, dopo esserci resi conto, come ora faremo, della concentrazione degli elettroni sullo schermo, compiuta dal complesso del catodo e dei tre elettrodi cilindrici, chiamato normalmente *cannone* o *fucile elettronico* ("electron gun„).

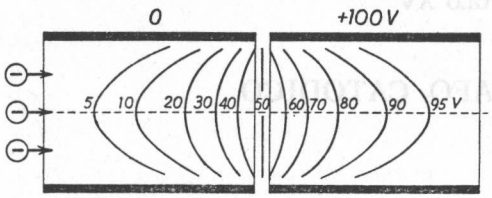


Fig. 2 — Configurazione delle superfici equipotenziali fra due cilindri coassiali di uguale raggio a tensione diversa.

La formazione del fascio elettronico è basata sulle proprietà ottiche degli elettroni nei campi elettrici (*ottica elettronica*): un elettrone che si muove in un campo elettrico segue una traiettoria analoga a quella di un raggio di luce in un mezzo ottico ad indice di rifrazione variabile, le cui superfici di uguale indice coincidono con le superfici equipotenziali del campo elettrico. Se queste sono curve ed hanno simmetria cilindrica, è possibile ottenere effetti di convergenza simili a quelli delle lenti; è questo il caso del campo elettrico che nasce nello spazio interno di un sistema di due elettrodi cilindrici coassiali (di diametro uguale o no) tenuti a potenziale diverso, come è quello indicato nella figura 2. Nei riguardi di elettroni provenienti da un'estremità, il campo elettrico

nella regione adiacente alla separazione dei due cilindri si comporta come una lente convergente che ha l'interessante caratteristica che *la sua distanza focale può essere variata regolando la differenza di potenziale fra i due cilindri.*

Nel *cannone elettronico* del tubo a raggi catodici, che ha la struttura schematicamente indicata nella figura 3, un catodo ad ossidi K (riscaldato da un *filamento* di tungsteno posto nell'interno) emette elettroni verso destra; essi sono parzialmente concentrati dall'elettrodo G di fronte al catodo. Muovendosi verso destra essi attraversano una prima lente (del tipo di figura 2) presente nella zona adiacente all'intercapedine fra i cilindri G ed A_1 e vengono concentrati in un *fuoco* F_1; allargandosi nuovamente, essi continuano il loro moto verso destra (1), attratti dal secondo anodo A_2, fortemente positivo di fronte al catodo. Sono così spinti ad attraversare una seconda lente elettronica, costituita dal sistema dei due cilindri A_1 ed A_2, che li concentra in definitiva in un punto sull'asse del sistema posto a destra della figura; regolando la differenza di potenziale fra A_2 ed A_1 è possibile fare in modo che il punto O (*fuoco*) in cui si concentrano gli elettroni si trovi esattamente sullo schermo fluorescente. In pratica il potenziale di A_2 viene mantenuto costante e per ottenere la *messa a fuoco* sullo schermo viene regolato il potenziale di A_1. Anche il potenziale di G è regolabile al fine di variare il numero di elettroni che, emessi dal catodo, vanno a formare il fascio elettronico ed è questo il significato del nome *griglia* che si dà al cilindro G; la regolazione del potenziale di griglia provoca dunque una variazione dell'intensità del pennello di elettroni

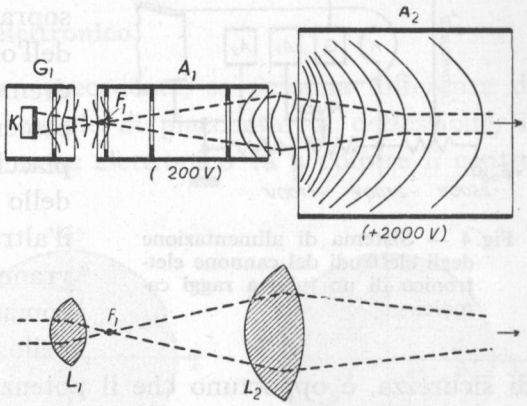


Fig. 3 — Il cannone elettronico ed il corrispondente sistema ottico.

(1) - Gli schermi forati che si trovano entro il cilindro A_1 servono per rimuovere gli elettroni che seguono traiettorie molto divergenti e che produrrebbero aberrazioni, ossia un'immagine confusa sullo schermo.

che colpisce lo schermo e di conseguenza consente la regolazione della *luminosità* della macchia sullo schermo fluorescente (2).

La luminosità della macchia prodotta sullo schermo fluorescente dipende, oltre che dal numero degli elettroni che la producono, dalla loro velocità di impatto e questa dipende dalla differenza di potenziale esistente fra il secondo anodo ed il catodo; colle sostanze fluorescenti usate, per ottenere tracce sufficientemente luminose, è necessario che la sopradetta differenza di potenziale sia dell'ordine delle migliaia di volt. Vedremo che, per evitare effetti di sfocamento, il potenziale medio delle placchette di deflessione deve essere dello stesso ordine di quello di A_2 (3); d'altra parte, alle placchette stesse dovranno essere applicati i *segnali* che comandano gli spostamenti del pennello elettronico, per cui, per ragioni di sicurezza, è opportuno che il potenziale medio delle placchette non sia alto. Per questo motivo, *l'anodo* A_2, *viene tenuto al potenziale zero* (cioè A_2 è collegato a massa) mentre al catodo viene applicato il potenziale negativo che stabilisca la forte differenza di potenziale necessaria fra A_2 e K. Le varie differenze di potenziale fra gli elettrodi del cannone elettronico vengono ottenute normalmente con un partitore resistivo co-

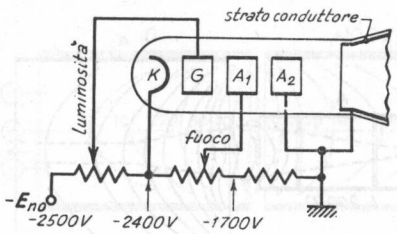


Fig. 4 — Sistema di alimentazione degli elettrodi del cannone elettronico di un tubo a raggi catodici.

(2) - La regolazione del potenziale di G, oltre che variare il numero degli elettroni che, emessi dal catodo, vanno a formare il fascio elettronico, sposta anche la posizione del fuoco F_1 e con ciò influisce sulla posizione del punto in cui si concentrano in definitiva gli elettroni; la regolazione del potenziale di G, effettuata per variare la luminosità, modifica dunque la messa a fuoco e ciò comporta la necessità di una regolazione aggiuntiva del potenziale di A_1 per ritoccare la messa a fuoco. Per evitare tale inconveniente, nei tubi catodici moderni la struttura del cannone elettronico è modificata rispetto a quella della figura 3 coll'aggiunta di un altro elettrodo cilindrico, detto *schermo*, interposto fra G ed A_1 e tenuto al potenziale di A_2; il complesso ottico elettronico che ne deriva è tale che le regolazioni di *luminosità* e *messa a fuoco* risultano del tutto indipendenti.

(3) - Tutta la regione a destra dell'anodo A_2 deve essere al medesimo potenziale di questo, così che il campo elettrico sia nullo e gli elettroni (non soggetti a forze) si muovano di moto longitudinale uniforme; a questo scopo, generalmente, la parete interna del bulbo di vetro, nella sua parte conica, è coperta da uno speciale strato conduttore (grafite colloidale) collegato elettricamente all'anodo A_2 (fig. 4).

me è indicato, in maniera schematica ed in un caso particolare, nella figura 4; da essa appare come il potenziale della griglia G (regolabile per il comando di luminosità) sia inferiore a quello del catodo e quello di A_1 (regolabile per la messa a fuoco) sia intermedio fra il potenziale catodico e quello anodico. La tensione di alimentazione negativa $-E_{no}$ è poi ottenuta con un opportuno alimentatore di cui sarà indicato uno schema particolare nella figura 15 del n. 7.

2. — Deflessione del pennello elettronico.

Come si è detto nel numero precedente, se nessuna differenza di potenziale è applicata alle due coppie di placchette di deflessione, il fascio di elettroni uscito dal cannone elettronico va a colpire il centro

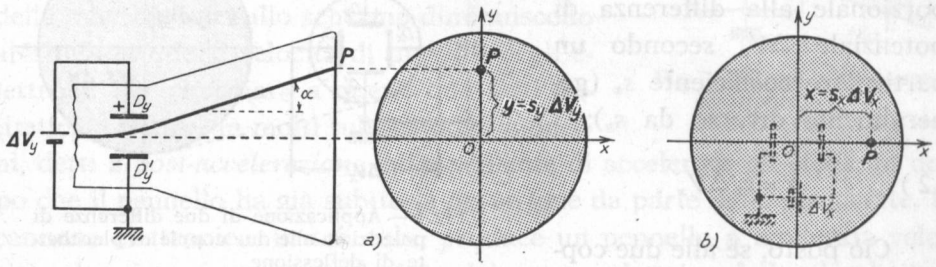


Fig. 5 — Deflessione del pennello elettronico e conseguente spostamento della macchiolina luminosa sullo schermo provocati da una differenza di potenziale fra le placchette.

dello schermo fluorescente nel punto 0 (fig. 1), producendovi una macchiolina luminosa. Se invece viene applicata fra due placchette, ad esempio fra D_y e D_y', una differenza di potenziale ΔV_y, nello spazio fra loro interposto nasce un campo elettrico ed il pennello di elettroni si inflette verso la placca a potenziale più elevato (fig. 5 *a*). Agisce infatti su di esso, durante tutto il suo percorso entro il campo, una forza normale alla traiettoria così che questa risulta parabolica, come la traiettoria di un proiettile sotto l'azione della forza di gravità (4). Appena uscito dal campo delle placchette D_y, D_y', il pennello è di nuovo rettilineo ma

(4) - Per lo studio della traiettoria degli elettroni si veda ad esempio: S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettriche*, Cap. IV, n. 2 (Ed. C. Cursi, Pisa).

forma con l'asse del tubo un angolo α la cui tangente risulta proporzionale alla differenza di potenziale ΔV_y fra le due placchette (4). Esso va, così, a colpire lo schermo fluorescente in un punto P, la cui distanza y dal punto di riposo è proporzionale, secondo un ben determinato coefficiente s_y, alla differenza di potenziale ΔV_y:

$$(1) \qquad y = s_y \Delta V_y \ .$$

Analogamente, se fra le placchette di deviazione orizzontale D_x, D_x', si applica una differenza di potenziale ΔV_x (fig. 5 *b*), si ha una deflessione del pennello nel piano orizzontale verso la placca a potenziale più elevato; ad essa consegue uno spostamento orizzontale x della macchiolina luminosa, proporzionale alla differenza di potenziale ΔV_x secondo un particolare coefficiente s_x (generalmente diverso da s_y):

$$(2) \qquad x = s_x \Delta V_x \ .$$

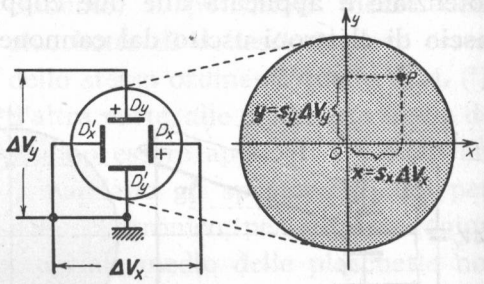


Fig. 6 — Applicazione di due differenze di potenziale alle due coppie di placchette di deflessione.

Ciò posto, se alle due coppie di placchette sono assegnate due differenze di potenziale ΔV_x, ΔV_y come è indicato nella figura 6, la macchiolina luminosa si sposterà sullo schermo fluorescente in un punto P di *ascissa* $x = s_x \Delta V_x$ ed *ordinata* $y = s_y \Delta V_y$; a seconda dei valori e del segno delle due differenze di potenziale, la macchia luminosa, può occupare qualunque punto del piano cartesiano x, y contenuto nello schermo ed è su tale proprietà che è basata l'utilizzazione del tubo catodico nell'oscillografo (5).

I coefficienti s_x ed s_y che legano l'entità degli spostamenti x ed y della macchiolina luminosa sullo schermo alle differenze di potenziale ΔV_x, ΔV_y, si denominano *sensibilità di deflessione* rispettivamente *oriz-*

(5) - La deflessione del fascetto elettronico proveniente dal cannone elettronico può essere compiuta anche per via magnetica, servendosi di due coppie di bobine esterne al tubo. Tale metodo, usato normalmente nei tubi catodici dei televisori e dei radar, non è usato negli oscillografi.

zontale e *verticale*. Nei normali tubi catodici esse sono dell'ordine di frazioni di millimetro per volt; ciò significa, ad esempio, che se è $\Delta V_x = 100\ V$ e la sensibilità di deflessione orizzontale ha il valore $s_x = 0{,}4$ mm/V, si ha uno spostamento della macchiolina luminosa di 40 mm secondo l'asse delle ascisse. I valori delle sensibilità dipendono essenzialmente dalla configurazione geometrica del tubo e della tensione acceleratrice applicata, nel cannone elettronico, fra l'anodo A_2 ed il catodo K: più forte è tale tensione, maggiore è la velocità con cui gli elettroni del pennello attraversano i campi elettrici esistenti fra le placchette e quindi minore risulta l'effetto deflettente di questi. Per ottenere buone sensibilità occorrerebbe, perciò, operare con tensioni acceleratrici relativamente piccole; d'altra parte, però, la luminosità e la definizione della macchiolina sullo schermo diminuiscono al diminuire della velocità di impatto degli elettroni. Per rimediare a questi due fatti antitetici si ricorre in molti tubi catodici moderni, detti a *post-accelerazione*, all'espediente di accelerare gli elettroni dopo che il pennello ha già subìto la deviazione da parte delle placchette. Il cannone elettronico, in tali tubi, produce un pennello a moderata velocità, che viene fortemente deviato dal campo elettrico delle placchette; gli elettroni sono poi accelerati da un terzo anodo, A_3, generalmente costituito da un anello conduttore (fig. 7) tenuto a potenziale V_{a3} assai più elevato di quello dell'anodo A_2 del cannone elettronico.

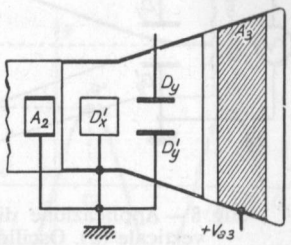


Fig. 7 — Tubo a post-accelerazione.

3. — Formazione degli oscillogrammi.

Abbiamo visto nel numero precedente che se si applicano due differenze di potenziale ΔV_x, ΔV_y alle placchette di deflessione orizzontale e verticale di un tubo catodico, il pennello elettronico colpisce lo schermo fluorescente in un punto P che, rispetto al centro dello schermo, ha ascissa ed ordinata espresse dalle formule:

$$(1) \qquad x = s_x \Delta V_x \quad , \quad y = s_y \Delta V_y \ .$$

Se ora le due differenze di potenziale variano nel tempo, la macchiolina luminosa si muove sullo schermo, così che le sue coordinate

soddisfino ad ogni istante alle (1), e descrive una curva il cui andamento è legato al modo di variare nel tempo di ΔV_x e ΔV_y (6). Consideriamo il caso particolare in cui alla coppia di placchette D_y, D_y' è applicata una tensione alternativa sinusoidale, così che sia $\Delta V_y = V_y \, sen \, \omega t$ (fig. 8 *a*): la deflessione del pennello elettronico sarà ora alternativa e

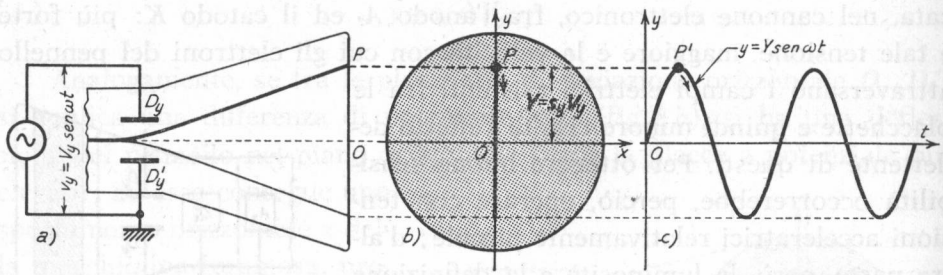


Fig. 8 — Applicazione di una tensione sinusoidale alle placchette di deflessione verticale (*a*). Oscillogramma (*b*) e legge del moto (*c*) della macchiolina luminosa lungo l'asse y.

la macchiolina luminosa si sposterà lungo l'asse y, avendo ad ogni istante ordinata:

$$(2) \qquad y = s_y V_y \, sen \, \omega t = Y \, sen \, \omega t \; .$$

Essa si muoverà perciò di moto armonico con ampiezza $Y = s_y V_y$ e frequenza $f = \omega / 2\pi$; la legge del moto è manifestamente quella rappresentata nel diagramma *c*) della figura 8. Se la frequenza f è sufficientemente elevata il moto è così rapido che, data la persistenza dell'immagine sulla retina, l'occhio vede sullo schermo un segmento luminoso di lunghezza $2Y$, come indica l'*oscillogramma b*) della figura 8 (7). Lo stesso accade se una tensione alternata sinusoidale $v_x = V_x \, sen \, \omega t$ viene applicata alla coppia di placchette di deviazione orizzontale; natural-

(6) - È la curva di equazione $y = y(x)$, di cui le relazioni (1) — con ΔV_x e ΔV_y variabili nel tempo — sono le equazioni parametriche.

(7) - Se la frequenza è bassa, inferiore ad una ventina di oscillazioni al secondo, è ancora possibile vedere una riga luminosa (nonostante che la persistenza sulla retina non sia sufficiente) utilizzando nella costruzione dello schermo sostanze fluorescenti a lunga persistenza, che conservano per tempi relativamente lunghi la luminosità provocata dall'urto degli elettroni; questo metodo è seguito, ad esempio, in alcuni tipi di indicatori radar.

mente questa volta la macchiolina luminosa si muove sull'asse x con la legge:

$$(3) \qquad x = s_x V_x \operatorname{sen} \omega t = X \operatorname{sen} \omega t \ ,$$

e l'*oscillogramma* risulta un segmento luminoso orizzontale di lunghezza $2X = 2 s_x V_x$.

Supponiamo ora di applicare contemporaneamente alle due coppie

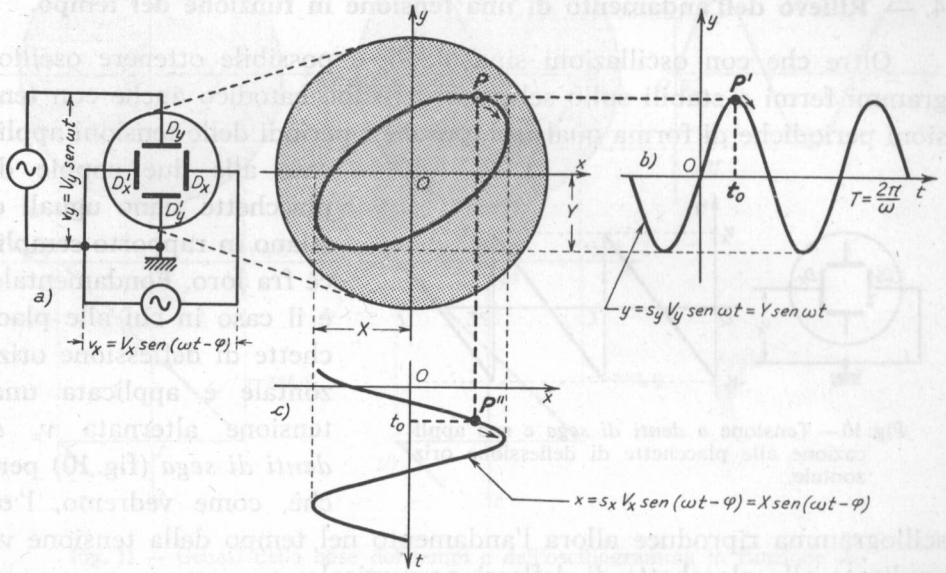


Fig. 9 — Applicazione simultanea alle due coppie di placchette di due tensioni sinusoidali con uguale frequenza ma con diversa ampiezza e fase.

di placchette due tensioni alternative sinusoidali di pari frequenza ma di ampiezze e fasi diverse (fig. 9 *a*):

$$(4) \qquad v_y = V_y \operatorname{sen} \omega t \quad , \quad v_x = V_x \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) \ .$$

Il moto della macchiolina luminosa sullo schermo sarà la composizione di due moti armonici secondo l'asse y e secondo l'asse x, aventi le leggi:

$$(5) \qquad \begin{cases} y = s_y V_y \operatorname{sen} \omega t = Y \operatorname{sen} \omega t \ , \\ x = s_x V_x \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) = X \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) \ , \end{cases}$$

rappresentate graficamente nei diagrammi *b*) e *c*) della figura 9. La curva descritta dalla macchiolina luminosa può essere facilmente ricavata per via grafica ripetendo per ogni valore del tempo la costruzione indicata in figura in corrispondenza all'istante $t=T/4$ (punti P', P, P''). Essa è un' *ellisse* ([8]) che viene ripercorsa dalla macchia luminosa f volte al secondo; per la persistenza delle immagini sulla retina, l'occhio vede l'ellisse luminosa e perfettamente immobile sullo schermo ([9]).

4. — Rilievo dell'andamento di una tensione in funzione del tempo.

Oltre che con oscillazioni sinusoidali, è possibile ottenere oscillogrammi fermi e stabili sullo schermo del tubo catodico anche con tensioni periodiche di forma qualsiasi, purchè i periodi delle tensioni applicate alle due coppie di placchette siano uguali o stiano in rapporto semplice fra loro. Fondamentale è il caso in cui alle placchette di deflessione orizzontale è applicata una tensione alternata v_x *a denti di sega* (fig. 10) perchè, come vedremo, l'oscillogramma riproduce allora l'andamento nel tempo della tensione v_y applicata alle placchette di deflessione verticale.

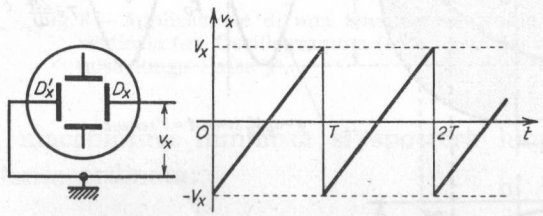


Fig. 10 — Tensione *a denti di sega* e sua applicazione alle placchette di deflessione orizzontale.

La *tensione* v_x *a denti di sega* (fig. 10) è una tensione alternata la quale varia da un minimo, $-V_x$, ad un massimo, $+V_x$, *linearmente rispetto al tempo* (cioè proporzionalmente al tempo), per poi ritornare con rapido scatto al valore $-V_x$ ([10]). In assenza di segnale applicato

---

([8]) - S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure Radioelettroniche*, Cap. IV, n. 3 (Ed. C. Cursi, Pisa).

([9]) - Se le due tensioni alternate applicate alle due coppie di placchette hanno frequenza diversa, la macchiolina luminosa nel suo moto sullo schermo non ripercorre periodicamente sempre la medesima curva; la figura sullo schermo è allora in continuo movimento e generalmente appare del tutto confusa.

([10]) - Abbiamo accennato nel Cap. VII (n. 5, fig. 7) ad un semplice circuito capace di produrre la suddetta tensione (*oscillatore a denti di sega*).

alle placchette di deflessione verticale, sotto l'azione della tensione v_x a denti di sega, la macchiolina luminosa P sullo schermo si sposterà lungo l'asse x avendo ad ogni istante ascissa $x = s_x v_x$ e seguendo perciò la legge del moto rappresentata dal diagramma inferiore alla figura 11 *a*); pertanto, per $t = 0$ essa si troverà nel punto A di ascissa $-s_x V_x$ e si muo-

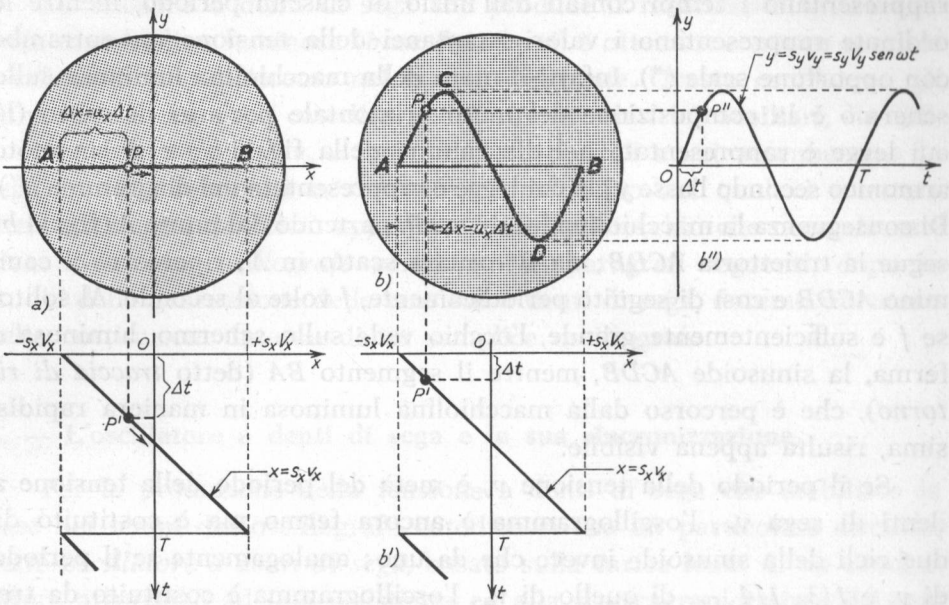


Fig. 11 — Genesi della base dei tempi e dell'oscillogramma in funzione del tempo di una tensione sinusoidale.

verà *di moto uniforme* (cioè con velocità u_x costante) verso destra per giungere nel punto B di ascissa $+s_x V_x$ al termine del primo dente di sega ($t = T$). Da B essa torna a scatto nel punto A e riprende a muoversi verso destra con le modalità già viste. Manifestamente il gioco si ripete periodicamente, cosicchè, se la frequenza di ripetizione $f = 1/T$ è sufficientemente alta, appare sullo schermo un segmento luminoso AB, normalmente denominato *base dei tempi*; la ragione di tale denominazione è che, entro ciascun periodo T, le distanze Δx percorse dalla macchiolina luminosa P a partire da A sono proporzionali ai tempi Δt calcolati dall'inizio di ciascun periodo, $\Delta x = u_x \Delta t$, e sono perciò atte a rappresentare,

in una determinata scala ([11]), i sopradetti tempi.

Ciò posto, se si applica ora alle due placchette di deflessione verticale una tensione alternativa $v_y = V_y \, sen\, \omega t$ di periodo $T\,(=2\pi/\omega)$ uguale a quello della tensione a denti di sega, si ottiene sullo schermo la rappresentazione cartesiana dell'andamento in funzione del tempo di v_y, come è mostrato nella figura 11 *b*): le ascisse misurate a partire da *A* rappresentano i tempi contati dall'inizio di ciascun periodo, mentre le ordinate rappresentano i valori istantanei della tensione v_y, entrambe con opportune scale ([12]). Infatti il moto della macchiolina luminosa sullo schermo è la composizione del moto orizzontale poc'anzi descritto (la cui legge è rappresentata nel diagramma della fig. 11 *b'*) e di un moto armonico secondo l'asse *y*, la cui legge è rappresentata nel diagramma *b''*). Di conseguenza la macchiolina luminosa *P*, partendo dal punto *A* (fig. 11 *b*) segue la traiettoria *ACDB*; da *B* torna a scatto in *A*, ripercorre il cammino *ACDB* e così di seguito periodicamente, *f* volte al secondo. Al solito, se *f* è sufficientemente grande, l'occhio vede sullo schermo, luminosa e ferma, la sinusoide *ACDB*, mentre il segmento *BA* (detto *traccia di ritorno*), che è percorso dalla macchiolina luminosa in maniera rapidissima, risulta appena visibile.

Se il periodo della tensione v_y è metà del periodo della tensione a denti di sega v_x, l'oscillogramma è ancora fermo ma è costituito da due cicli della sinusoide invece che da uno; analogamente se il periodo di v_y è *1/3*, *1/4*, ... di quello di v_x, l'oscillogramma è costituito da tre, quattro o più cicli. Naturalmente tutto quanto è stato detto per la tensione sinusoidale vale anche per una tensione v_y periodica ad andamento qualunque.

Ciò posto, per ottenere sullo schermo del tubo catodico la rappresentazione cartesiana dell'andamento in funzione del tempo di una determinata tensione periodica v_y, questa si applica (generalmente tramite un amplificatore) alle placchette di deflessione verticale del tubo catodico;

([11]) - La scala dei tempi, manifestamente stabilita dalla relazione $\Delta x = u_x \Delta t$, è determinata dal coefficiente di proporzionalità u_x, che è la velocità della macchiolina luminosa da *A* a *B* (spesso denominata *velocità di spazzolamento*). Poichè il segmento *AB* è percorso nel tempo *T*, la velocità ha il valore $u_x = AB/T$; ma è $AB = 2 s_x V_x$, per cui si ha $u_x = 2 s_x V_x / T$.

([12]) - La scala delle ordinate è stabilita dalla relazione $y = s_y v_y$, dove s_y è la *sensibilità* delle placchette di deflessione verticale (n. 2); la scala delle ascisse è stabilita dalla relazione $\Delta x = u_x \Delta t$, dove u_x è la *velocità di spazzolamento* calcolata nella nota precedente.

contemporaneamente si applica alle placchette di deflessione orizzontale una tensione v_x a denti di sega di periodo uguale a quello della v_y o ad un suo multiplo intero. Se tale condizione è rigorosamente soddisfatta nel tempo (e vedremo che a ciò si provvede sfruttando il particolare fenomeno della *sincronizzazione*) si ottiene sullo schermo, praticamente immobile, l'oscillogramma che fornisce l'andamento nel tempo di v_y.

La tensione a denti di sega che produce il movimento orizzontale della macchiolina luminosa (*base dei tempi*) è ottenuta con uno speciale oscillatore che studieremo nel numero seguente. Questo oscillatore, gli alimentatori del tubo catodico e dei circuiti elettrici ausiliari, l'amplificatore della tensione v_y e molti altri dispositivi a cui accenneremo in seguito sono contenuti in un unico apparecchio nel quale è montato il tubo a raggi catodici: è appunto questo apparecchio che normalmente viene chiamato *oscillografo catodico*. Nei paragrafi seguenti, dopo lo studio della generazione delle tensioni a denti di sega, daremo un cenno della costituzione interna di un semplice oscillografo.

5. — L'oscillatore a denti di sega e la sua sincronizzazione.

Per la produzione della tensione a denti di sega che stabilisce la base dei tempi dell'oscillografo catodico si usa un particolare circuito, detto *oscillatore a denti di sega*, basato sulla carica lenta di un condensatore attraverso ad una resistenza ed alla scarica rapidissima del medesimo attraverso ad un tubo elettronico (o un transistore) che funziona da interruttore; particolarmente semplice è il caso in cui l'interruttore elettronico è un triodo a gas o *thyratron*. In tali condizioni si ha il circuito che abbiamo studiato nel n. 5 del Cap. VII (fig. 7) e che prenderemo come base delle nostre considerazioni.

La costante di tempo RC deve sempre essere scelta, in relazione alla tensione E_{ao}, in maniera tale che la scarica del condensatore (tratti verticali nella fig. VII, 7 *b*) avvenga poco dopo l'inizio del processo di carica, quando la curva esponenziale è sensibilmente rettilinea; si ottiene in tal modo l'andamento praticamente rettilineo dei denti di sega, necessario affinchè la *scala dei tempi* risulti lineare. In tali condizioni, però, l'ampiezza dei denti di sega risulta una piccola frazione della tensione di alimentazione E_{ao} ed ha di solito il valore di pochi volt; essa è del tutto insufficiente per produrre la voluta deflessione del pennello elet-

tronico ed è perciò amplificata con adatto amplificatore prima di essere applicata alle placchette di deflessione orizzontale del tubo catodico.

L'oscillatore a denti di sega ha la proprietà di lasciarsi *sincronizzare* con oscillazioni esterne; cioè la frequenza delle sue oscillazioni può essere vincolata alla frequenza di altre oscillazioni, così che fra di esse

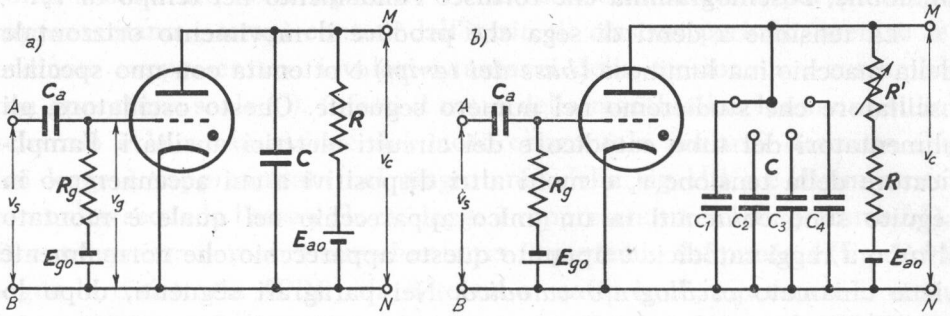


Fig. 12 — Applicazione della tensione sincronizzante all'oscillatore a denti di sega (Cap. VII, fig. 7); metodo per variare la frequenza di questo.

si mantenga un rapporto intero costante. Il fenomeno, in linea di principio, si svolge nel modo seguente. L'oscillatore a denti di sega della figura VII, 7 è modificato nel modo indicato nella fig. 12 *a*), ma se nessuna tensione è applicata fra i morsetti *AB* il suo comportamento non differisce in alcun modo da quello a suo tempo delineato (Cap. VII, n. 5); supponiamo che il suo periodo sia T come è mostrato dalla prima oscillazione del diagramma *a*) della figura 13. Ad un certo istante sia applicata alla griglia, per mezzo del gruppo $C_a R_g$, una debole tensione sinusoidale di periodo T', leggermente minore di T; si comprende come la scarica del condensatore avvenga allora in corrispondenza dei valori più alti della tensione di griglia, perchè la tensione di innesco del thyratron è tanto minore quanto meno negativa è

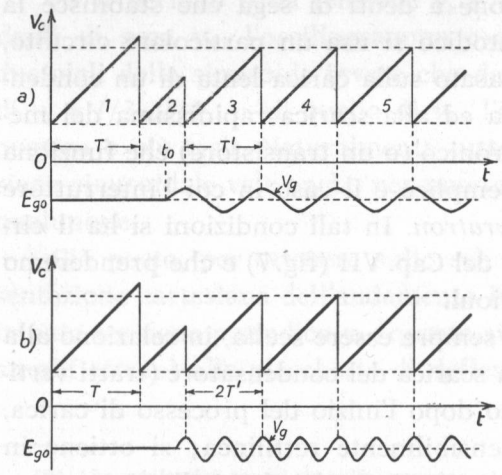


Fig. 13 — Diagrammi per studiare il fenomeno della sincronizzazione.

la griglia. Risulta quindi abbastanza evidente che, dopo un periodo transitorio (oscillazione 2), le oscillazioni acquistino uno stato di regime con periodo uguale a T', cioè con la medesima frequenza f' della tensione v_s applicata alla griglia (*tensione sincronizzante*); l'oscillatore a denti di sega è quindi *sincronizzato* sulla frequenza della tensione v_s. Ma è anche possibile ottenere la sincronizzazione con oscillazioni la cui frequenza sia prossima ad un multiplo intero della frequenza propria dell'oscillatore. Nella figura 13 *b*) è schematizzato il fenomeno della sincronizzazione con oscillazione sinusoidale di periodo T' leggermente inferiore a $T/2$; l'oscillazione a denti di sega assume un periodo esattamente doppio di quello di v_y, ossia una frequenza metà. I ragionamenti precedenti sono stati svolti nell'ipotesi che la tensione sincronizzante fosse sinusoidale, ma nulla cambia se essa è una tensione periodica ad andamento qualunque.

Nell'oscillografo è la sincronizzazione dell'oscillatore a denti di sega con la frequenza $f_y = 1/T_y$ della tensione v_y da esaminare (di cui si vuole, cioè, rilevare l'andamento in funzione del tempo) che permette di rendere e mantenere il periodo T della tensione a denti di sega esattamente uguale a quello della tensione v_y o ad un suo multiplo ($T = n\,T_y$), così che l'oscillogramma risulti fermo e tale si mantenga nel tempo. Per effettuare la sincronizzazione viene applicata all'oscillatore a denti di sega come tensione sincronizzante v_s una piccola aliquota della tensione v_y; si regola poi la frequenza propria dell'oscillatore in modo che il suo periodo sia appena maggiore di quello di v_y o di un suo multiplo intero, così che possa avvenire automaticamente il fenomeno della sincronizzazione con le modalità della figura 13. La regolazione della frequenza dell'oscillatore a denti di sega si effettua normalmente *a scatti*, cambiando mediante un commutatore le capacità C (fig. 12 *b*), e *finemente* variando mediante un reostato il valore della resistenza attraverso cui si carica C.

Nel paragrafo seguente esamineremo la sistemazione entro l'oscillografo dell'oscillatore a denti di sega ed i suoi collegamenti colle altre parti che compongono detto apparecchio.

6. — Schema di principio di un semplice oscillografo.

Nella figura 14 è indicato lo schema di principio di un semplice oscillografo, coll'esclusione dei circuiti di alimentazione del cannone elettronico, di cui si è già dato cenno nel n. 1 (fig. 4): vedremo poi, nel pros-

simo paragrafo, uno schema elettrico completo.

Come è già stato detto in precedenza, una delle placchette di deflessione di ciascuna coppia è collegata a massa (D_y', D_x'); alle altre due (D_y, D_x) giungono le tensioni v_y, v_x per la deflessione. Data la *sensibilità di deflessione* relativamente piccola (n. 2), i *segnali* non vengono applicati alle placchette direttamente, ma tramite due amplificatori (*amplificatore verticale* ed *amplificatore orizzontale*); questi sono preceduti da due

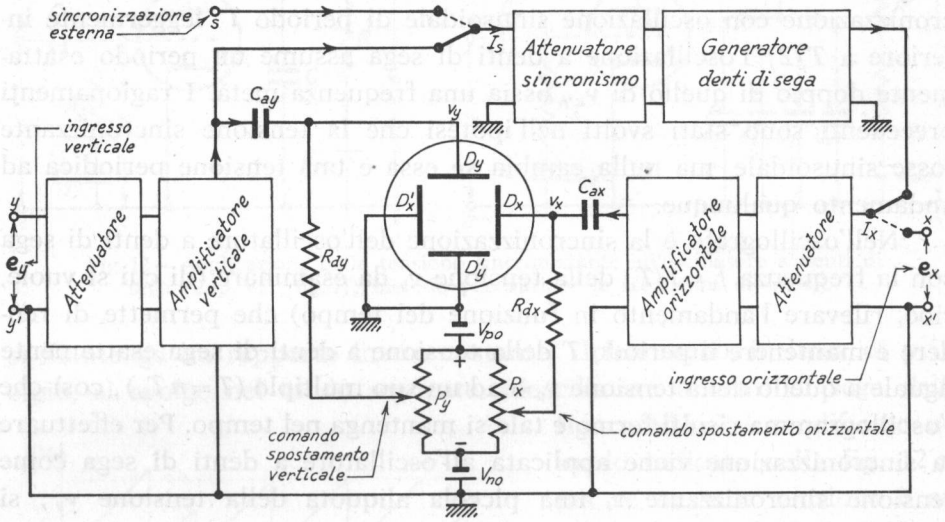


Fig. 14 — Schema di principio di un semplice oscillografo, con l'esclusione dei circuiti relativi al cannone elettronico (n. 1, fig. 4).

attenuatori (cioè, in pratica, da due partitori resistivi), con regolazione continua ed a scatti, i quali consentono di dosare l'ampiezza dei segnali che entrano negli amplificatori e quindi, in definitiva, le *dimensioni* (altezza e larghezza) dell'oscillogramma.

All'amplificatore verticale, tramite i *morsetti d'ingresso yy'* e l'attenuatore, giunge dall'esterno il segnale e_y destinato a produrre il movimento verticale della macchiolina luminosa sullo schermo. All'amplificatore orizzontale, tramite il relativo attenuatore, può essere applicato un segnale esterno e_x (collegato ai morsetti xx'), ad esempio per produrre l'ellisse della figura 9 (n. 3). Più comune è però il caso che al sopradetto amplificatore sia applicato il segnale a denti di sega che abbiamo studiato nel paragrafo precedente: il commutatore I_x consente di collegare a piacere l'entrata dell'attenuatore ai morsetti d'ingresso xx' od al generatore a denti di sega.

La tensione v_s (n. 5, fig. 12) che provvede alla sincronizzazione dell'oscillatore a denti di sega è prelevata dall'uscita dell'amplificatore verticale ed è applicata all'oscillatore tramite un attenuatore (generalmente costituito da un semplice partitore resistivo) che permette di dosarne l'entità; in situazioni particolari la tensione di sincronizzazione può essere prelevata da un generatore esterno all'oscillografo tramite il morsetto s ed il commutatore I_s.

I segnali amplificati dagli amplificatori verticale ed orizzontale giungono alle placchette D_y e D_x attraverso due condensatori di accoppiamento C_{ay} e C_{ax}; le stesse placchette sono poi collegate tramite le resistenze R_{dy}, R_{dx} ([13]) ai cursori dei due potenziometri P_y, P_x, i cui estremi sono uniti a due sorgenti di f.e.m. continua (V_{po} positiva e V_{no} negativa) di un centinaio di volt ciascuna. Ciò consente di spostare a piacere la posizione di riposo della macchiolina luminosa sullo schermo rispetto alla posizione centrale (n. 2, fig. 5-6); agendo sul potenziometro P_y (*spostamento verticale*) si sposta la macchiolina luminosa secondo l'asse y, mentre agendo su P_x (*spostamento orizzontale*) la si sposta in senso orizzontale. L'utilità dei due comandi di spostamento si manifesta nella possibilità di esaminare più comodamente una parte di un oscillogramma spostandolo opportunamente in alto od in basso, a destra od a sinistra.

Da quanto è stato detto finora appare che i controlli e le regolazioni che devono essere compiuti per il corretto funzionamento di un oscillografo sono piuttosto numerosi. Essi comportano, invero, una certa difficoltà per l'inesperto principiante che si accinge all'uso dell'oscillografo; ma la meravigliosa versatilità e la straordinaria utilità di questo strumento sono tali da compensare ampiamente il disagio iniziale.

7. — Schema elettrico di un semplice oscillografo.

Dopo aver esaminato lo schema di principio di un semplice oscillografo, ne descriveremo ora lo schema elettrico, realizzato nella maniera più semplice possibile; dall'esame dello schema, riportato nella figura 15, apparirà con sufficiente chiarezza, oltre che la costituzione

---

([13]) - Esse hanno la medesima funzione delle normali resistenze di polarizzazione di griglia, R_g, degli usuali tubi elettronici (Cap. X, fig. 25); se esse avessero valore nullo i potenziali delle placchette D_y, D_x avrebbero il valore fisso imposto dai due potenziometri e non potrebbero variare in conseguenza dei segnali.

interna dell'apparecchio, anche l'insieme delle regolazioni normalmente necessarie per il suo funzionamento ed il suo impiego. Indipendentemente da ciò, lo schema rappresenta un esempio di applicazione della tecnica elettronica finora studiata.

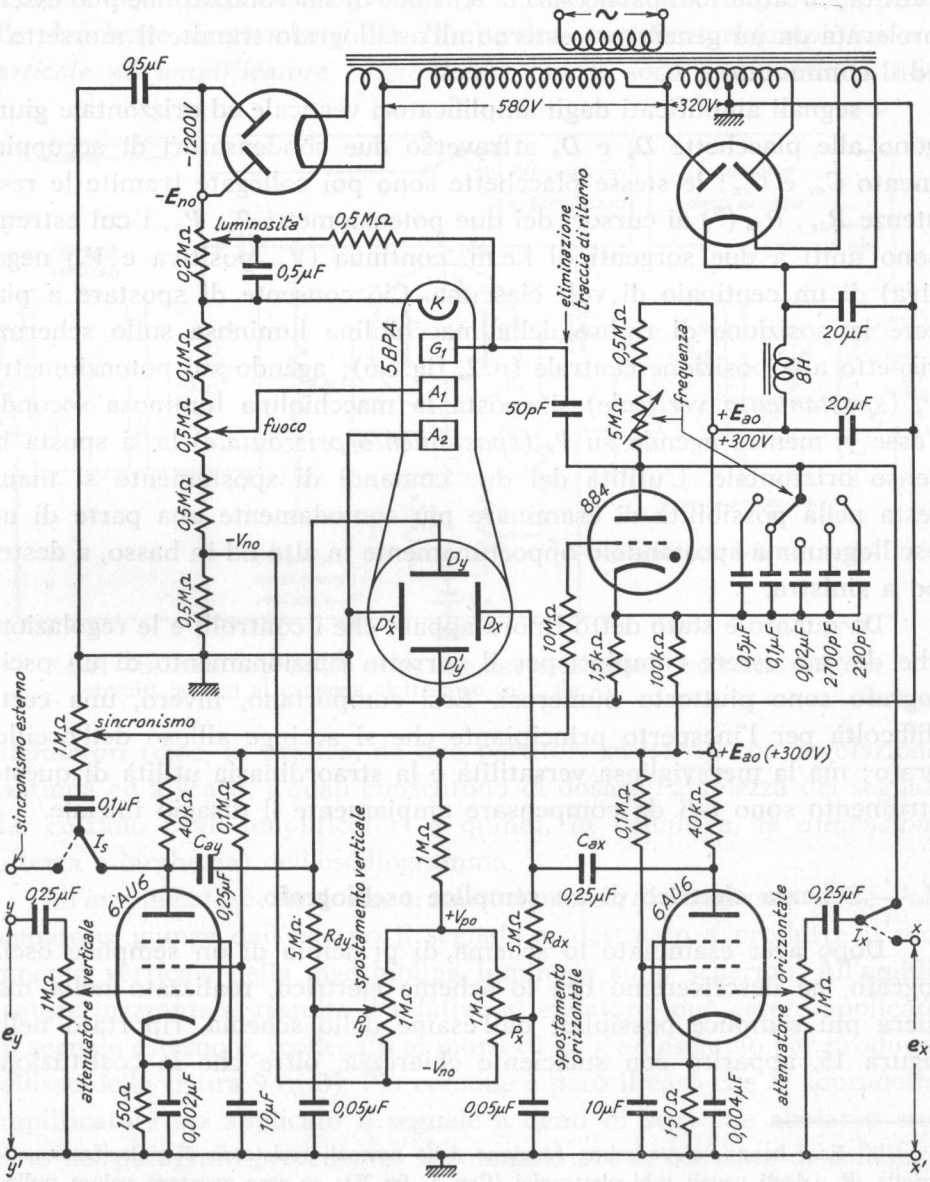


Fig. 15 — Schema elettrico molto elementare di un semplicissimo oscillografo catodico.

Conviene iniziare l'esame del circuito dagli alimentatori, posti nella parte superiore dello schema: un medesimo trasformatore, con vari secondari e coll'unico primario connesso alla rete, serve sia il raddrizzatore ad una sola semionda (a sinistra) che fornisce la tensione di alimentazione del tubo catodico, sia il radrizzatore a doppia semionda (a destra) che fornisce la tensione di alimentazione anodica all'apparato elettronico. Al catodo del diodo a sinistra è applicata una tensione alternata avente valore efficace $580+320=900$ V: il condensatore da $0{,}5$ μF collegato alle placche (fra loro unite) si carica al valor massimo della tensione applicata pari a circa 1200 V. Tale tensione (*negativa*, dato il verso il passaggio di corrente nel diodo) è applicata al partitore resistivo che provvede all'alimentazione degli elettrodi del *cannone elettronico* del tubo catodico, secondo lo schema di principio della figura 4; dal partitore (ultima sezione) è anche prelevata una tensione $-V_{no}$ (fig. 14) di un centinaio di volt, utilizzata per lo spostamento verticale ed orizzontale della macchiolina luminosa sullo schermo (collegamento inferiore ai potenziometri P_y e P_x).

L'alimentatore anodico posto a destra, in alto, è del tipo convenzionale a doppia semionda, con filtro di livello a capacità ed induttanza (Cap. XIV, n. 3, fig. 8): esso provvede una tensione positiva $E_{ao}=300$ V che alimenta l'*oscillatore a denti di sega* (a destra, di fianco al tubo catodico), l'*amplificatore verticale* (a sinistra, in basso), l'*amplificatore orizzontale* (a destra, in basso) ed inoltre fornisce la tensione positiva $+V_{po}$ (fig. 14) ai potenziometri P_y, P_x che provvedono allo *spostamento verticale ed orizzontale.*

Gli amplificatori sono ottenuti nella maniera più semplice con due soli pentodi con carico resistivo, collegati a capacità e resistenza (Cap. X, n. 4, fig. 10) alle placchette D_y, D_x del tubo catodico; i segnali sono applicati alle loro griglie di controllo tramite due potenziometri che costituiscono gli *attenuatori* della figura 14.

L'oscillatore a denti di sega è del tipo della figura 12 *b*); la polarizzazione della griglia di controllo è ottenuta assegnando al catodo un potenziale positivo ricavato dalla tensione di alimentazione E_{ao} mediante un partitore resistivo costituito da due resistenze da 100 kΩ ed $1{,}5$ kΩ (Cap. X, fig. 41 *c*). Il segnale di sincronizzazione — proveniente dalla placca dell'amplificatore verticale o dall'esterno — è applicato alla griglia del thyratron mediante un potenziometro che permette di dosarne

il valore. La placca dell'oscillatore a denti di sega è collegata all'entrata dell'amplificatore orizzontale; nello schema è però indicato anche un suo collegamento alla *griglia G* del tubo catodico, effettuato mediante un condensatore da *50* pF. Dato il piccolo valore di tale capacità, non si ha alcun effetto sulla griglia durante la salita lineare, relativamente lenta, dei singoli denti di sega; invece, durante la brusca diminuzione di tensione che si ha fra la fine di ciascun dente di sega e l'inizio del successivo, risulta applicato alla griglia *G* un breve, ma intenso, guizzo negativo di tensione che porta il tubo catodico all'interdizione. In tal modo viene *spento* il pennello elettronico durante il brevissimo intervallo di tempo corrispondente ed eliminata la *traccia di ritorno* dell'oscillogramma.

Altri particolari del circuito dell'oscillografo possono essere dedotti in maniera abbastanza agevole, confrontando lo schema della figura 15 con quello di principio della figura 14 ([14]). È bene ripetere che lo schema preso in considerazione è solo un esempio molto semplificato: gli oscillografi moderni hanno una costituzione interna molto elaborata ed implicano una tecnica elettronica i cui elementi sono oggetto di studio nel Vol. III.

([14]) - I condensatori che collegano a massa i cursori dei potenziometri della luminosità e degli spostamenti orizzontale e verticale hanno lo scopo di evitare fluttuazioni dei relativi potenziali e giocano lo stesso ruolo dei condensatori catodici e di schermo degli amplificatori (Cap. X, n. 13).

INDICE ALFABETICO

A

A (classe) 405
AB (classe) 403-5
Abraham (multivibratore di) 420-1
Accensione (batteria di) 110
— diretta, indiretta 109-10
Accoppiamento 84-6
— a capacità 290, 306-9, 312-3
— a controtensione 290
— a T e π 85-6
— autotrasformatorico 98
— (coefficiente di) 87-97
— (condensatore di) 290
— per mutua induzione 86-102
Adattamento di impedenza 99-102
Alimentatore 117-8, 217-20, 458-74
— (caratteristica esterna dell') 462
— stabilizzato 217-20, 466-74
Alimentazione anodica 282, 327
— dello schermo 328, 331-2
Alta frequenza (compensazione in) 371-2
Alternata (rumore di) 414
Altoparlante 5, 100, 340, 384, 436
Ammettenza complessa 44-6
— d'ingresso di un amplificatore 318
— di reazione nei transistori 324
— mutua nei transistori 324
Amplificatore 281-452
— a degenerazione catodica 438-40
— a doppia uscita 440-2
— a più stadi 339
— a resistenza 283-95, 302-14
— a resistenza e capacità 306-9, 312-3, 341-63
— a trasformatore 282, 295-8, 340, 364-9, 374, 385, 436
— (caratteristica mutua dinamica dell') 299, 374-7, 395-7
— (circuito differenziale dell') 301-26
— con carico non resistivo 314-5
— con uscita anodica e catodica 440-2
Amplificatore con uscita catodica 442-52
— di bassa frequenza 339-406
— di classe A, AB, B, C 403-6
— di potenza 384-406, 436
— di tensione 285
— (elementi costitutivi dell') 326-37
— grammofonico 339-40, 406, 459
— in controfase 398-406
— per tensioni continue 291
— push-pull 398-406
— video 369-72
Amplificazione 281-452
— (classi di funzionamento dell') 403-6
— (coefficiente di) 163-4, 181-3, 198
— complessa 314-5, 350, 352, 360, 363, 423-4
— di corrente 289, 293, 354-6, 360, 363, 368
— di potenza 294-5, 298
— di tensione 285, 289, 293, 304
— intrinseca 417-8
— in reazione 407-52
— (rapporto di) 285, 298, 304
— video 369-72
Analizzatore armonico 379
Angolo di perdita di un condensatore 69
Anodica (alimentazione) 282, 327
— (caratteristica) 147, 151-4
— (conduttanza e resistenza differenziale) 130-40, 164-85, 195-201
— (dissipazione) 140-2, 386-7
Anodo esterno (tubo con) 386
Armonica (composizione) 12-33
— (distorsione) 378-84, 396-406
Autooscillatore 419-20
Autotrasformatore 98

B

B (classe) 403-6
Baffo di gatto 235
Bagliore (scarica a) 215

Banda di frequenza di un segnale 12
— passante di un amplificatore 344-6, 356, 358
Base dei tempi 497
Base del transistore 242
— (caratteristica di) 249-50, 253-7, 273
— (circuito differenziale di) 263-4
— (conduttanza e resistenza differenziale di) 262-4, 273
— (polarizzazione della) 282
Bassa frequenza (amplificatore di) 339-406
Bifase (amplificatore di) 440-2
Bipolo 7
— attivo 72-80
— passivo 46-51
— (potenza nel) 55-61
— (schemi equivalenti del) 52-58
Bloccato (oscillatore) 421
Bobina 65
Bontà (coefficiente di) 66-9

C

C (classe) 405
Cambio tensione di rete 461
Cannone elettronico 486-8, 503
Capacità (carica di una) 14-7, 27
— (accoppiamento a) 290, 306-9, 312-3
— d'entrata o d'ingresso 317-9, 343
— d'uscita 343
— distribuita di un induttore 68
— interelettrodiche 315-9, 343
— parassite 178-80, 182-3, 315-9, 321-6, 343
Caratteristica anodica 123, 146-7, 151, 190-5
— di base 249-50, 253-7, 273
— di collettore 248, 252, 254
— di controllo 149-50, 212-3, 477
— di funzionamento del trasferitore 444-5
— di griglia 155
— di regolazione 252, 255, 266, 273
— di regolazione dinamica 260-2, 300
— mutua 147, 152-4, 248-9
— mutua dinamica 159-61, 186, 193, 299
— (superficie) 151-4, 192
Carica di una capacità 14-7, 27
— di un condensatore attraverso un diodo 114-20
Carico (impedenza, resistenza di) 156, 282-3
— (retta di) 125-30, 156-9, 186, 193, 250
Cathode follower 442, 450
Catodica (degenerazione) 329, 438-42
— (polarizzazione) 329-32, 439
— (uscita) 442-52
Catodo 110, 143
Cimatore (circuito) 113
Cimatura dei segnali 113
Circuiti accoppiati 84-102
Circuito anodico 110, 144
— cimatore 113
— differenziale dei tubi 137-40, 301-9
— differenziale dell'amplificatore 301-26
— differenziale del transistore 262-4, 267-9, 277, 309-13
— di riposo 135, 137-9, 162, 174
— lineare, non lineare 39-41
— oscillatorio 22-3
— risonante parallelo 44-5, 48-50, 68
— risonante serie 42, 45, 47, 50
Classi di funzionamento 403-6
Coefficiente di accoppiamento 87-97
— amplificazione 163-4, 181-3, 198, 304
— amplificazione di corrente 266-7, 273
— bontà, merito 66-9
— mutua induzione 81, 86-102
— qualità 66-9
Collegamento degli amplificatori a capacità 307, 313, 341-63
— a trasformatore 364-9
Collettore [anodo] 109
Collettore del transistore 243
— (caratteristica di) 248, 252, 254, 273
— (circuito differ. di) 267-9
— conduttanza e resistenza diff. di) 265-6, 273
Composizione armonica di un segnale 12-33
Compensatore 72
Compensazione in alta frequenza 371-2
Condensatore 53, 69-72
— a carta 71
— a giunzione 232
— (angolo di perdita del) 69
— (coefficiente di merito del) 69
— di accoppiamento 290
— di fuga 328-32, 348
— elettrochimico, elettrolitico 71
— (schemi equivalenti del) 70
— semifisso 72
— variabile 71-2

Conducibilità dei semiconduttori 225-31
— intrinseca 225-6, 228
Conduttanza differenziale anodica 130-40, 164-85, 195-201
— di base 262-4, 273
— di collettore 265-6, 273
— mutua 164, 185, 198-201, 271
Controfase (amplificatore in) 398-406
Controllo (caratteristica di) 149-50, 212-3, 477
— di tono 461
— di volume 339-40
Controreazione [ved. *reazione*] 407
Controtensione (accoppiamento a) 290-1
Conversione di potenza 282, 384
— (rendimento di) 385-94, 396
Corrente (generatore ideale di) 75
— (verso convenzionale della) 106
Costante di tempo 17-28
Covalente (legame) 223
Cristallo (diodo a) 233
— semiconduttore 221-33
Critica (resistenza) 23, 30
Curve caratteristiche [ved. *caratteristica*]
— di risonanza 47, 49
— di risposta degli amplificatori 344-6, 356, 366
— di risposta e di fase dei filtri 83
— limite d'innesco di un thyratron 478 83
— luogo di un amplificatore 426

D

Dati sui pentodi 199
— transistori 271
— triodi 168
— tubi a fascio 199
Decremento logaritmico 32
Deficienze degli amplificatori 412-4
Deflessione (placche di) 485, 489-95, 499
— (sensibilità di) 490-1, 499
Degenerazione catodica 329, 438-42
— di emettitore 438-9
— (amplificatore a) 438-40
— (invertitore di fase a) 441
Deionizzazione (tempo di) 210-213
Denti di sega (oscillatore a) 213-4, 494, 497-9, 503
— (tensione a) 213-4, 494-9
Differenziale (circuito) 137-40, 161-2, 171-80
Differenziale (conduttanza e resistenza anodica) 130-40, 166-85
— (condutt. e resist. di base) 262-4, 273
— (condutt. e resist. di coll.) 265-6, 273
— (generatore) 162, 171-86, 302
— (quadripolo) 180, 201, 269-77, 322-6
Dinamica (caratteristica) 159-61, 186, 193, 260-2, 299-300
— (retta di carico) 292, 294, 296, 299
Diodo a cristallo 233
— a giunzione 233-5
— a punta 235-7
— (caratteristica del) 234-6
— Zener 234-5, 467-8, 471-3
Diodo a gas 205-10, 214-20, 235, 466-74
— a catodo caldo 205-10, 216
— a catodo freddo 214-20, 235, 466-74
Diodo a vuoto 109-42
— (caratteristica del) 121-6
— (circuito differenziale del) 137-40
— (raddrizzatore a) 111-20
Dissipazione anodica 140-2, 386-7
— di collettore 387-8
— (piastra di) 387-8
Distorsiometro 379
Distorsione armonica 378-84, 395-406
— lineare 413
— non lineare 373, 376-84, 413
— totale 378-9, 395-7
Drogaggio di un semiconduttore 228

E

Effetto di prossimità 63
— fotoelettrico 107
— Larsen 419
— Miller 317, 343
— pellicolare 61-3
— termoionico 107
— Zener 226, 234-5, 466-8, 471-3
Elettrochimico o *elettrolitico* (condensatore) 71
Elettroni 105-6
— liberi nei conduttori 107
— secondari 107, 188-9
Emettitore del transistore 242
— termoionico 108-9
Emissione elettronica 107-9
— a freddo 107
— fotoelettrica 107

Emissione secondaria 107, 188-9
— specifica 108
— termoelettronica 107-9
Entrata (ammettenza di) 318
— (capacità di) 316-9, 343
— (resistenza di) 316-9
Equazione di Vallauri 184
Equazioni ibride del transistore 272
Esponenziale (funzione) 16
Estrazione (lavoro di) 107
Excitron 475

F

Fascio (tubo a) 193
Fase (curve di) 47, 49, 346
— (invertitore di) 441
Filtro di livello 458-66
— passa-alto 84
— passa-basso 81-4, 460
Fluorescente (schermo) 486
Fotodiodo 226
Fotoelettrica (emissione) 107
Fourier (serie di) 32-7
Frequenza (banda di) 12
— di libera oscillazione 22-3
— di risonanza 23, 48-9
— di taglio di un transistore 322, 357, 367
— propria di un induttore 68
Frequenze caratteristiche di un amplif. 344, 346-7, 351-2, 356-7, 363
Fuga (condensatore di) 328-32, 348
Funzione di trasferimento 82
— esponenziale 16
Fuoco di un tubo catodico 487

G

Galena 221, 235
Gas (diodo a) 205-10, 214-20, 235, 466-74
— (scarica nei) 215
— (stabilizzatore a) 217-20, 466-74
— (triodo a) 210-4
Generatore 72-80
— differenziale 162, 171-8, 185, 302
— ideale di corrente e di tensione 74-5
— (schema serie e parallelo del) 75
Germanio 222 e seg.
— (diodo a) 233
Giacoletto (schema di) 324
Giunzione 231-5, 255-6
— (condensatore a) 232
— (diodo a) 233-5
Gradino (segnale a) 13, 19-20
Griglia 143
— (capacità placca-) 187, 316-9
— (caratteristica di) 155
— (corrente di) 144, 155
— (polarizzazione di) 282, 328-30
— schermo 187
— soppressore 189

H

Helmholtz (principio di) 40
Hertz 9

I

Ignitron 475
Impedenza (adattamento di) 99-102
— complessa 43, 46
— interna di un amplificatore 434-8
— primaria riportata a secondario 92
— secondaria riportata a primario 91-6
— (trasformazione di) 97-100
Impulsi esponenziali 18
— rettangolari 13, 17-8
— (segnali ad) 9-10, 13
Induttore 53, 65-8
— (capacità distribuita dell') 68
— (circuito equivalente dell') 67
— (coefficiente di bontà dell') 66
— (Q dell') 66-7
— (resistenza serie e parallelo dell') 67
Informazione 6
— (segnale di) 11
Ingresso (ammettenza di) 318
— (capacità di) 316-9, 343
— (resistenza di) 316-9
Innesco della scarica a bagliore 215
— (curva limite di) 478-83
— delle oscillazioni 420
— del thyratron 214, 476
— (tensione di) 208, 214-5
Inseguitore catodico 442, 450
Instabilità di un amplificatore 413
Interdizione (caratteristica di) 150, 212
— (tensione di) 150
Intervalvolare (trasformatore) 366

Intrinseca (amplificazione) 417-8
— (conducibilità e resistenza) 225-6, 228
Invertitore di fase a deg. catodica 441
Ionizzazione dei gas 206-17

L

Lacuna 224
Larsen (effetto) 419
Legame covalente 223
Lente elettronica 486-7
Lineare (circuito) 39-79
— (distorsione) 299
Linearità degli amplificatori 299-301
Litz (filo di) 63
Logaritmico (decremento) 32
Luminosità di un tubo catodico 488

M

Massa 118, 326
Mercurio (vapori di) 206, 210
Merito (coefficiente di) 69
Mho 167
Miller (effetto) 317, 343
Miniaturizzazione degli apparati elet. 359
Multivibratore a trasformatore 421-2
— di Abraham 420-1
Mutua (conduttanza) 164, 185
— (caratteristica) 147, 151
— (induzione) 81, 86-102

N

N (semiconduttore tipo) 226-33
Nyquist (criterio di) 430
Norton (teorema di) 78-80
Numeri complessi 42

O

Oscillatore a denti di sega 213-4, 494, 497-9, 503
— bloccato 421
— di rilassamento 420-1
Oscillatorio (circuito) 22-3
Oscillazione di rilassamento 421
— libera 22-6
— modulata 8-9
— smorzata 22
Oscillografo catodico 485-504
Oscillogrammi (formazione degli) 491-7
Ossidi (emettitore ad) 108-9
Ossidulo di rame (raddrizzatore a) 237-9
Ottica elettronica 486-7

P

P (semiconduttore di tipo) 226-33
Parametri differenziali del pentodo 195-201
— del transistore 262-9, 271-4, 324-6
— del triodo 168-71
— del tubo a fascio 195-201
— ibridi del transistore 274
Parassita (capacità) 178-80, 182-3
Passa-alto, passa-basso (filtro) 81-4, 460
Passante (banda) 344-6, 356, 358
Pellicolare (effetto) 61-3
Pendolo di Pohl 25
Pentodo 189-204
— (caratteristiche del) 191-3, 196-9
— di alta frequenza 200
— di potenza 200
— (parametri differenziali del) 195-201
— (quadripolo differenziale del) 201
— (superficie caratteristica del) 192
— televisivo 370
Perdita (angolo di) 69
Piastra di dissipazione 387-8
Placca 109
Placchette di deflessione 485, 489-95, 499
Plasma 206-13, 216
Pohl (pendolo di) 25
Polarizzazione automatica 330
— autostabilizzante 336, 439
— di accoppiamento 85
— catodica 329-32, 439
— dei transistori 332-7
— di base 283
— di griglia 282
— fissa elettronica 330-1
Ponte (raddrizzatore a) 457
Portatori di maggioranza e minoranza 230, 233, 255
Postaccelerazione (tubo catodico a) 491
Potenza (amplificatore di) 384-406, 436
— attiva, istantanea, reattiva 55-61
— (conversione di) 282, 384
— indistorta 380, 396-7
Principio di sovrapposizione 40, 82
Prossimità (effetto di) 63
Push-pull (amplificatore) 396, 398-406

Q

Q di un induttore 66-7
Q-metro 67
Qualità (coefficiente di) 67
Quadripolo 6, 17, 81
— differenziale del pentodo 201
— differenziale del transistore 269-77, 322-6
— differenziale del triodo 178-80

R

Raddrizzatore 40, 111
— a doppia semionda 456-8
— a ponte 457
— ad ossidulo di rame, al selenio 237-9
— al silicio controllato 475
— controllato 474-83
— metallico 221, 237-9, 456
Raffreddamento dei transistori 386-8
Rapporto di amplificazione 285, 298, 304
— di trasferimento 83
Reazione 407-52
— a comando di corrente e di tensione 437-42
— (fattore di) 409-12, 425
— (maglia di) 416
— negativa, positiva 407
Regolazione (caratteristica di) 252, 255, 266, 273
— di tono 461
— di volume 339-40
Rendimento di conversione 385-94, 396
Resistenza 59, 61-3
— critica 23, 30
— degli induttori 67
— dei bipoli 52-9
— dei condensatori 70-1
— di caduta 328-32, 348
— differenziale anodica 130-40, 166-85
— differenziale di base 262-4, 273
— differenziale di collettore 265-6, 273
— (amplificatore a) 283-95, 302-14
— in corrente alternata 61-3
— interna di un generatore 74-5
— mutua 85
— negativa 317
Resistori 53, 64-5
— (serie preferenziali dei) 65
Retta di carico 125-30, 156-9, 186, 193, 250
Retta di carico dinamica 292, 294, 296, 299
— statica 294, 296
Rettangolare (impulso di tensione) 13, 17-8
Rilassamento (oscillatore ed oscillazioni di) 420-1
Riposo (circuito di) 135, 137-9, 162, 174
— (corrente, punto, tensione di) 131
Risonanza (frequenza di) 23, 48-9
— propria di un induttore 68
Risposta (curve di) 83, 344-6, 356, 366
Ritardi nei transistori 320-6, 361
Rumore d'alternata 414

S

Saturazione (corrente di) 122-3
Scala dei tempi 497
Scarica a bagliore 215
— di una capacità 14-7
Schermo 187-204
— (alimentazione dello) 328, 331-2
— fluorescente 486
Secondaria (emissione) 107, 188-9
Segnale 4-10
— a denti di sega 213-4, 494-9
— a gradino 13, 19-20
— a impulso 9-10, 13, 17-8
— (banda di frequenza di un) 12
— di informazione 11
— di prova 11
— di servizio 11
— di sincronismo 499-501
— sinusoidale 10 e seg.
— rettangolare 13, 17-8
— video 369
Selenio (raddrizzatore al) 237-9
Semiconduttore 221-39
— (conducibilità intrinseca) 225-6, 228
— drogato 226-28, 242
— tipo n e p 226-28
Sensibilità di deflessione 490-1, 499
Serie preferenziali 65
Silicio 222 e seg.
— (diodo al) 234
— (raddrizzatore controllato al) 475
Simbolico (metodo) 42
Sincronizzazione 497-9, 504
Skin effect 61-3
Soppressore (griglia) 189-90, 193, 201-4
Sovrapposizione (principio di) 40, 82

Spettrale (composizione) 12
Spostamento di fase (controllo a) 481
Stabilità di un amplif. in reaz. 431-3, 438
Stabilizzato (alimentatore) 217-20, 466-74
Stabilizzatore di tensione 217-20, 466-74
Stabilizzazione dei transistori 332-7, 439
— della tensione degli alimentatori 217-20, 466-74
Superficie caratteristica dei tubi 151-4, 192

T

Tempo (costante di) 17-28
— di deionizzazione 210, 213
Tensione di innesco e disinnesco 214, 476
— inversa di un diodo 113, 210
Termistore 225
Termoionica (emissione) 107-9
Termoionico (effetto) 107
— (emettitore) 108-9
— (tubo) [ved. i vari tipi]
Terra 118
Tetrodo 187-9, 202
— ottenuto da un pentodo 202
Thevenin (teorema di) 78-80
Thyratron 210-4, 475-83
— (caratteristica di controllo del) 212-3, 477
— (curva limite di innesco del) 478-83
Tono (controllo, regolazione di) 461
Toriato (tungsteno) 109
Traccia di ritorno 496
Transconduttanza 167
Transistore 241-77
— a giunzione 237, 242
— a punte 237
— (capacità parassite del) 321-6
— (caratteristiche del) 247-56
— (circuito differenziale del) 262-4, 267-9, 277, 309-13
— (costituzione del) 242-7
— n-p-n e p-n-p 243-7
— (parametri differenziali del) 262-9, 271-4, 324-6
— (polarizzazione del) 332-7
— (quadripolo differenz. del) 269-77, 322-6
— (stabilizzazione del) 332-7, 439
Transitori nei circuiti 14, 19, 21, 26-32
Trasduttore d'entrata e d'uscita 5
Trasferimento (funzione di) 82
— (rapporto di) 83
Trasferitore catodico 442-52, 469
— (caratteristica di funzionam. del) 444-5
— (polarizzazione del) 451
Trasformatore adattatore 101-2
— (amplificatore a) 282, 295-8, 340, 364-9, 374, 385
— di alimentazione 461
— di entrata ed uscita 397-8
— intervalvolare 366
Trasformazione delle impedenze 100
— delle resistenze 97-100
Trasmittente (triodo) 168
Triodo 143-86
— a cristallo 237
— a gas 210-4
— (capacità parassite del) 178-80, 182-3
— (caratteristiche del) 145-54
— (circuito differenziale del) 161-2, 171-80
— (dati di funzionamento del) 168
— (doppio) 168, 339-40
— (generatore differenz. del) 173-8, 185, 302
— ottenuto da un pentodo 202-3
— (parametri differenziali del) 168-71
— (quadripolo differenziale del) 178-80
— ricevente, trasmittente 168
— (superficie caratteristica del) 151-4
Tubo a fascio 193
— a gas 205-20
— a raggi catodici 485
— elettronico [ved. i vari tipi]

U

Uscita catodica 442-52
— (doppia) 440-2

V

Vallauri (equazione di) 184
Video (amplificatore) 369-72
Voltmetro elettronico 115
Volume (regolazione di) 339-40

Z

Zener (diodo) 234-5, 467-8, 471-3
— (effetto) 226, 234-5, 466-8, 471-3

PREZZO L. 5.600

COMPRESA RILEGATURA