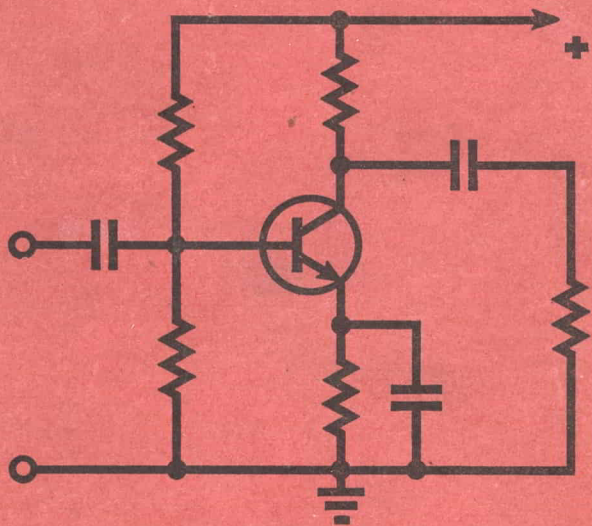


ESERCIZI DI ELETTRONICA GENERALE

VOLUME I

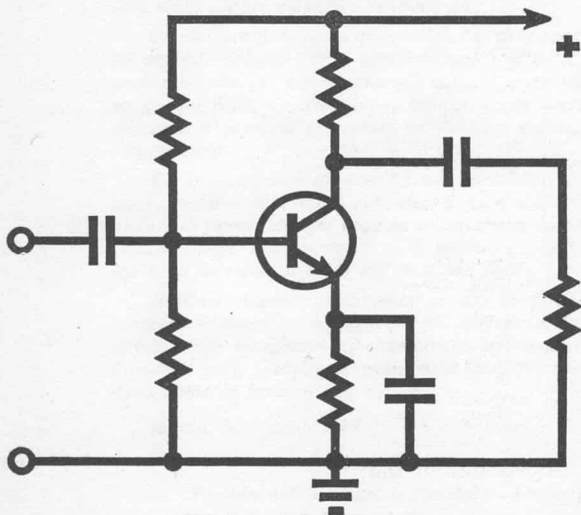
QUARTA EDIZIONE RIVEDUTA E AGGIORNATA



ESERCIZI DI ELETTRONICA GENERALE

VOLUME I

QUARTA EDIZIONE RIVEDUTA E AGGIORNATA

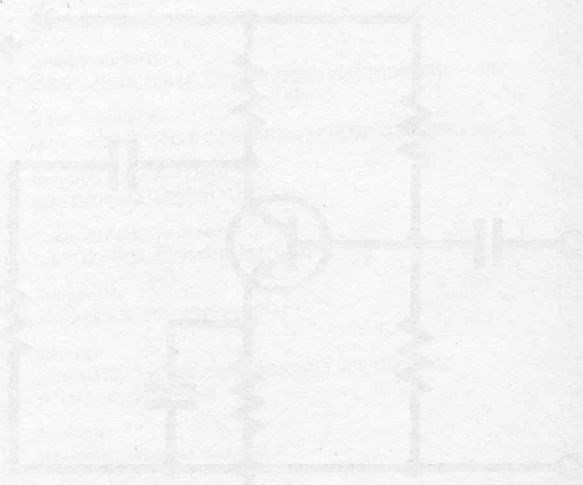


LA TECNO EDITRICE

63023 FERMO - VIA ALFIERI, 12 - TEL. (0734) 32 257

ESERCIZI DI ELETTRONICA GENERALE

Proprietà letteraria,
artistica e scientifica riservata



© Stampato in Italia - Aprile 1979

Tipografia Babina - Via Prevati, 5 - Bologna

PRESENTAZIONE

Gli Ingegneri Armando Cupido e Giuseppe Lotti, bravi insegnanti di Elettronica presso il nostro Istituto, stanno colmando una lacuna veramente sentita nelle specializzazioni di Elettronica e Telecomunicazioni degli Istituti Industriali: la mancanza di esercizi svolti e da svolgere, che rendano all'insegnante meno difficile il suo compito e gli permettano di ricavare dagli allievi maggiore rendimento.

Questo primo volume di esercizi, cui farà seguito un secondo volume per il completamento di tutti gli argomenti che più interessano nel vasto e meraviglioso campo della «elettronica», dimostra con quanta diligenza e capacità gli autori ne abbiano curata la compilazione.

Per ogni capitolo gli esercizi sono preceduti dalle leggi fondamentali, dalle considerazioni e dalle formule che permettono di seguire senza sforzo lo svolgimento degli esercizi stessi e di risolvere quelli di cui sono dati solo il testo e il risultato finale.

Il libro risponde veramente al suo scopo e lo presento volentieri ai colleghi presidi di Istituti Industriali e agli insegnanti di elettronica: agli ingegneri Cupido e Lotti i miei rallegramenti e l'augurio che il libro abbia la fortuna che merita.

Fermo, 22 giugno 1967.

Ing. BRUNO ZACCHILLI
Preside dell'Istituto Industriale «Montani»

PREFAZIONE

Il testo vuole essere una utile guida alla soluzione dei problemi di Elettronica che si presentano agli studenti degli Istituti Tecnici Industriali delle specializzazioni di Elettronica Industriale, Telecomunicazioni ed Energia Nucleare.

Ogni capitolo si compone di una breve parte introduttiva in cui si riportano i simboli usati e si riassumono le regole fondamentali riguardanti l'argomento esposto; segue una serie di esercizi tipici completi di soluzione e infine un'altra serie di esercizi proposti accompagnati dalle relative risposte. Risultano così in totale 320 esercizi che potranno contribuire a chiarire e fissare le nozioni apprese nella trattazione teorica della materia.

Il testo, giunto alla quarta edizione, si presenta sensibilmente rinnovato e notevolmente ampliato nella parte riguardante i transistori, i JFET e i MOS. Sono scomparsi quasi del tutto gli esercizi relativi ai tubi elettronici ormai da anni non più in uso, tranne che in certe particolari applicazioni.

La successione dei capitoli segue l'impostazione del libro di teoria, Elettronica Generale vol. I, degli stessi autori.

Fiduciosi che anche la presente edizione incontri la stessa accoglienza delle precedenti, ringraziamo tutti coloro che continueranno a darci preziosi consigli e a segnalarci eventuali mancanze.

GLI AUTORI

INDICE

CAPITOLO I	
Applicazione dei principali teoremi di elettrotecnica	1
CAPITOLO II	
Circuiti con diodi	47
CAPITOLO III	
Circuiti con transistori	74
CAPITOLO IV	
Circuiti comprendenti FET e tubi a vuoto	95
CAPITOLO V	
Amplificatori R-C a uno stadio	117
CAPITOLO VI	
Amplificatori R-C a più stadi	185
CAPITOLO VII	
Circuiti risonanti e circuiti accoppiati	261
CAPITOLO VIII	
Amplificatori selettivi	308
CAPITOLO IX	
Amplificatori di potenza in classe A	356
CAPITOLO X	
Amplificatori di potenza in classe B	392
CAPITOLO XI	
Amplificatori di potenza in classe C	415
CAPITOLO XII	
Alimentatori	437
APPENDICE	
Caratteristiche dei transistori, FET e tubi	461

CAPITOLO PRIMO

APPLICAZIONE DEI PRINCIPALI TEOREMI DI ELETTROTECNICA

Generalità.

Si riportano brevemente i principali teoremi relativi allo studio delle reti elettriche.

a) Legge di Ohm generalizzata.

La tensione V_{AB} fra due punti A e B risulta uguale alla differenza fra la somma algebrica delle f.e.m. che agiscono lungo un qualsiasi percorso AB e la somma algebrica delle cadute di tensione lungo lo stesso percorso.

$$V_{AB} = \Sigma E - \Sigma RI.$$

Le f.e.m. che compaiono in ΣE sono da considerare positive se hanno il morsetto $+$ dalla parte del punto A ; le cadute di tensione hanno lo stesso segno delle correnti che attraversano le singole resistenze e le correnti devono essere considerate positive se sono dirette da B verso A .

b) Teorema di Kennelly - Steinmetz.

Tutti i problemi relativi a correnti sinusoidali possono essere risolti applicando le formule risolutive valide per i corrispondenti pro-

blemi in corrente continua pur di sostituire i simboli complessi di corrente e tensione ai simboli reali e le impedenze e ammettenze complesse alle resistenze e conduttanze.

Il teorema è valido in condizioni di regime (cioè a transitori esauriti) e a condizione che le f.e.m. siano tutte della stessa frequenza.

c) *Generatori di tensione e generatori di corrente.*

Un generatore ideale di tensione è un elemento che fornisce ai suoi morsetti una tensione costante e indipendente dalla corrente che esso eroga all'utilizzatore.

Un generatore ideale di corrente è invece un elemento in grado di fornire una corrente costante, indipendentemente dalla tensione che compare ai suoi morsetti.

Un generatore reale di tensione è caratterizzato da una resistenza interna R_i in serie alla f.e.m., per cui la tensione ai suoi morsetti diminuisce all'aumentare della corrente erogata.

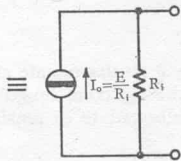
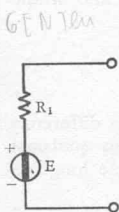


Figura 1.

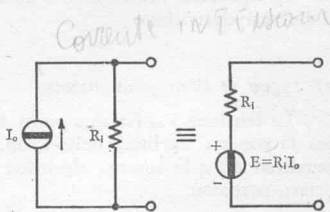


Figura 2.

Un generatore reale di corrente è caratterizzato da una resistenza interna R_i in parallelo, per cui la corrente erogata al carico aumenta al diminuire della tensione ai suoi morsetti.

Un generatore reale di tensione può essere trasformato in uno di corrente, secondo quanto indicato in fig. 1 e viceversa, un generatore reale di corrente può essere trasformato in un generatore reale di tensione nel modo indicato in fig. 2.

d) Teorema di Thèvenin.

Permette di trasformare un circuito qualsiasi in un circuito equivalente composto da un generatore e da una resistenza in serie. Esso può essere così enunciato:

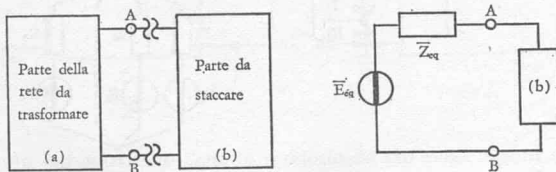


Figura 3.

Una rete elettrica considerata fra due punti A e B (fig. 3) è equivalente ad un generatore avente una f.e.m. E_{eq} uguale alla tensione V_{AB} fra i punti considerati, quando sia stata staccata la rimanente parte della rete, con in serie un'impedenza Z_{eq} di valore uguale a quella che si vede fra i punti A e B nell'ipotesi che siano annullate tutte le f.e.m. fornite dai generatori di tensione (generatori cortocircuitati) e le correnti fornite dai generatori di corrente (generatori di corrente aperti).

e) Teorema di Norton.

Permette di sostituire una rete elettrica qualsiasi considerata fra due morsetti con un generatore di corrente e può essere così enunciato:

Una rete elettrica considerata fra due suoi morsetti A e B è equivalente ad un generatore di corrente, di valore I_{eq} pari alla corrente che si ottiene ponendo in cortocircuito i due morsetti, con in parallelo una impedenza Z_{eq} di valore pari a quella vista fra i morsetti considerati, annullando tutte le f.e.m. dei generatori di tensione e le correnti dei generatori di corrente presenti nella rete.

f) Teorema di Millman.

Si applica ad un circuito costituito da n lati in parallelo. Se A e B sono i morsetti comuni (fig. 4), la tensione V_{AB} risulta uguale alla

corrente che si ottiene mettendo in corto circuito i morsetti A e B
 (data da $\sum_{i=1}^n \frac{E_i}{R_i}$) moltiplicata per la resistenza R_{AB} vista fra i mor-

setti considerati $\left[R_{AB} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} \right]$

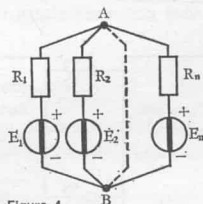


Figura 4.

La sommatoria $\sum \frac{E_i}{R_i}$ è una sommatoria algebrica, cioè la f.e.m. E_i che agisce sul lato i è positiva se ha il morsetto + dalla parte del punto A.

g) Teorema di Miller.

Si applica nel caso di un dispositivo a quattro morsetti (quadripolo), due d'ingresso e due d'uscita, quando i morsetti d'ingresso e d'uscita sono connessi tramite un'impedenza Z (fig. 5). Il teorema di Miller afferma che:

L'effetto dell'impedenza Z è lo stesso di un'impedenza:

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - V_2/V_1}$$

posta fra i morsetti d'ingresso 1 e 0 e di un'impedenza:

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - V_1/V_2}$$

posta fra i morsetti d'uscita 2 e 0, come indicato in fig. 6.

h) Principio di sovrapposizione degli effetti.

Si applica ai circuiti comprendenti elementi tutti con caratteristiche lineari.

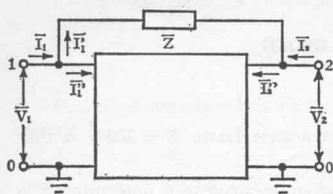


Figura 5.

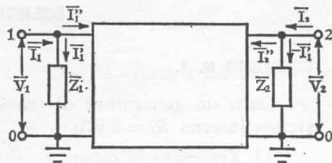


Figura 6.

In tali condizioni l'effetto prodotto da più cause agenti simultaneamente è uguale alla somma degli effetti prodotti dalle singole cause considerate agenti una per volta.

In particolare se in un circuito agisce una f.e.m. continua ed una alternata, le correnti nei vari lati e le tensioni fra una coppia qualsiasi di punti avranno una componente continua e una alternata. Le componenti continue si calcolano come se nel circuito agisse la sola f.e.m. continua; quelle alternate come se agisse la sola f.e.m. alternata. La potenza dissipata in una resistenza risulta dalla somma delle potenze dissipate dalle singole componenti considerate separatamente.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Dato un generatore di tensione avente f.e.m. $E = 200 \text{ V}$ e resistenza interna $R_i = 5 \text{ k}\Omega$:

1) Tracciare la caratteristica tensione-corrente e determinare la resistenza di carico quando si voglia che la tensione ai morsetti non scenda al disotto del 10 % del valore della sua f.e.m.

2) Volendo poi che il generatore abbia il comportamento di un generatore di corrente, si determini la resistenza di carico R_c in modo che assorba il 75 % della corrente erogata.

Soluzione:

Il circuito si presenta come in fig. 7.

1) Per tracciare la caratteristica tensione-corrente, che è una retta, basta trovare i punti in cui essa incontra gli assi delle ordinate e delle ascisse (fig. 8). Dalla relazione:

$$V_{AB} = E - R_i I$$

si ha:

$$\text{per } I = 0$$

$$V_{AB} = E = 200 \text{ V}$$

$$\text{per } V_{AB} = 0$$

$$I_0 = \frac{E}{R_i} = \frac{200}{5 \cdot 10^3} = 40 \text{ mA}$$

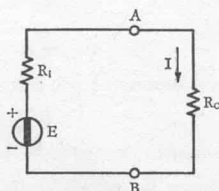


Figura 7.

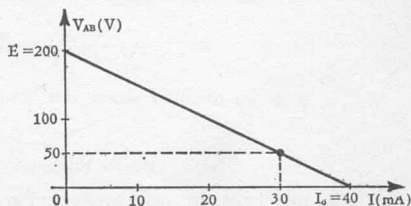


Figura 8.

L'equazione della caratteristica tensione-corrente si può scrivere coi dati del problema:

$$200 - V_{AB} = 5 \cdot 10^3 I.$$

Poiché al massimo la caduta di tensione da vuoto a carico deve essere:

$$E - V_{AB} = 10 \cdot \frac{E}{100},$$

risulta:

$$\frac{100 \cdot 200}{100} = 5 \cdot 10^3 I_1 \quad ; \quad I_1 = 4 \text{ mA}$$

e quindi la resistenza di carico R_{C1} , essendo in corrispondenza di I_1 sulla caratteristica:

$$V_{AB1} = 180 \text{ V},$$

vale:

$$R_{C1} = \frac{V_{AB1}}{I_1} = \frac{180}{4 \cdot 10^{-3}} = 45 \text{ k}\Omega.$$

2) Si trasforma il generatore di tensione in un generatore di corrente (fig. 9):

$$I_0 = \frac{E}{R_t} = \frac{200}{5 \cdot 10^3} = 40 \text{ mA}$$

$$R_t = 5 \text{ k}\Omega$$

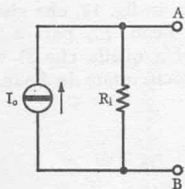


Figura 9.

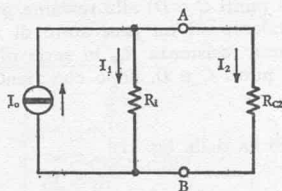


Figura 10.

Poiché nella resistenza di carico deve scorrere una corrente pari al 75 % di I_0 , si ha:

$$I_2 = 0,75 \cdot I_0 = 0,75 \cdot 40 = 30 \text{ mA},$$

mentre la resistenza interna assorbe i restanti 10 mA. Dalla caratteristica tensione-corrente sempre valida, in corrispondenza di $I_2 = 30 \text{ mA}$ si legge $V_{AB2} = 50 \text{ V}$ e quindi segue:

$$R_{C2} = \frac{V_{AB2}}{I_2} = \frac{50}{30 \cdot 10^{-3}} \cong 1,66 \text{ k}\Omega$$

ESERCIZIO N. 2.

Applicando il teorema di Thèvenin, calcolare la corrente nella resistenza R del seguente circuito:

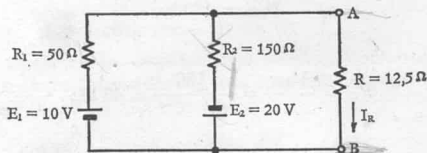


Figura 11.

Soluzione:

Tagliando il circuito in modo da isolare il lato AB (in cui si vuol calcolare la corrente), si può applicare il teorema di Thèvenin (fra i punti C e D) alla restante parte indicata in fig. 12, che risulta equivalente ad un generatore di tensione di f.e.m. E_{eq} pari a V_{CD} , con una resistenza R_{eq} in serie di valore pari a quella che si vede fra i punti C e D , dopo che siano state cortocircuitate le f.e.m. E_1 ed E_2 .

Si ha dalla fig. 12:

$$I = \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2} = \frac{30}{200} = 0,15 \text{ A}$$

E_{eq}

$E_1 - I R_1$

$10 - 0,15 \cdot 50$

$10 - 7,5 = 2,5 \text{ V}$

$$E_{eq} = V_{CD} = R_2 I - E_2 = 150 \cdot 0,15 - 20 = 2,5 \text{ V}$$

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50 \cdot 150}{50 + 150} = 37,5 \, \Omega$$

Il circuito di fig. 11 risulta ora equivalente a quello di fig. 13.

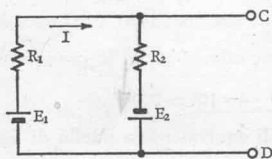


Figura 12.

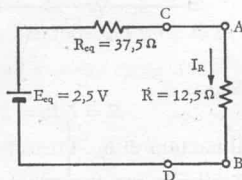


Figura 13.

Si ha immediatamente dalla fig. 13:

$$I_R = \frac{E_{eq}}{R_{eq} + R} = \frac{2,5}{37,5 + 12,5} = 0,05 \text{ A} = 50 \text{ mA}$$

$$\frac{2,5}{50} = \frac{25}{5100}$$

ESERCIZIO N. 3.

Applicando il teorema di Thèvenin, calcolare la corrente nella resistenza R del seguente circuito:

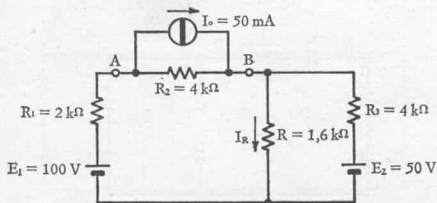


Figura 14.

Tagliando il circuito nei punti A e B di fig. 14 si può trasformare il generatore di corrente I_0 in un generatore di tensione, che risulta equivalente ad un generatore di f.e.m. $I_0 R_2$ secondo quanto indicato in fig. 15.

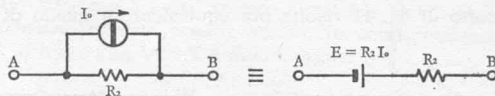


Figura 15.

Si ha:

$$E = I_0 R_2 = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3 = 200 \text{ V}.$$

Il circuito di fig. 14 risulta quindi equivalente a quello di fig. 16.

Tagliando ora il circuito nei punti C e D in modo da isolare il ramo R in cui si vuole calcolare la corrente, si può applicare il teo-

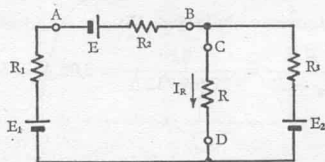


Figura 16.

rema di Thèvenin alla restante parte del circuito fra i punti C e D come indicato in fig. 17.

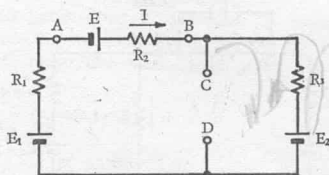


Figura 17.

Si ha:

$$I = \frac{E_1 + E - E_2}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{100 + 200 - 50}{(2 + 4 + 4) \cdot 10^3} = 25 \text{ mA}$$

$$E_{eq} = V_{CD} = E_2 + R_3 I = 50 + 4 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 150 \text{ V}$$

$$R_{eq} = \frac{(R_1 + R_2) R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{6 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 2,4 \text{ k}\Omega$$

(Resistenza vista fra i morsetti C e D cortocircuitando tutte le f.e.m.).

Il circuito di fig. 16 risulta equivalente a quello di fig. 18.

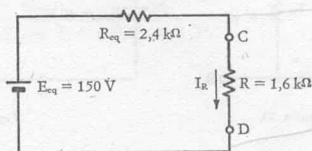


Figura 18.

Si ha allora:

$$I_R = \frac{E_{eq}}{R_{eq} + R} = \frac{150}{2,4 \cdot 10^3 + 1,6 \cdot 10^3} = 37,5 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 37,5 \text{ mA}$$

ESERCIZIO N. 4.

Applicando il teorema di Thèvenin, calcolare il valore della corrente I_R nella seguente rete:

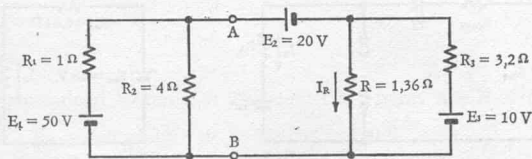


Figura 19.

Soluzione:

Il problema può essere risolto con applicazioni successive del teorema di Thèvenin.

Infatti, tagliando il circuito nei punti AB , si può applicare tale teorema alla parte di circuito costituita da E_1 , R_1 ed R_2 e rappresentata in fig. 20.

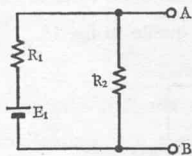


Figura 20.

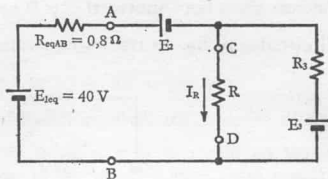


Figura 21.

Si ha:

$$E_{1eq} = V_{AB} = E_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 50 \frac{4}{1 + 4} = 40 \text{ V}$$

$$R_{eqAB} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4}{5} = 0,8 \Omega$$

Il circuito di fig. 19 risulta allora equivalente a quello rappresentato in fig. 21.

Tagliando ora il circuito nei punti C e D e isolando il ramo R in cui si vuol calcolare la corrente, si può applicare il teorema di Thèvenin alla restante parte rappresentata in fig. 22.

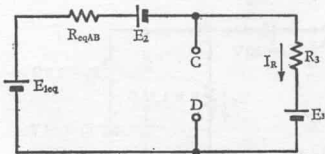


Figura 22.

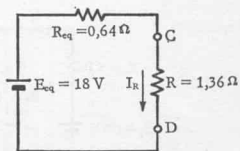


Figura 23.

Si ha:

$$I = \frac{E_{1eq} - E_2 - E_3}{R_{eqAB} + R_3} = \frac{40 - 20 - 10}{0,8 + 3,2} = \frac{10}{4} = 2,5 \text{ A}$$

$$E_{eq} = V_{CD} = E_3 + R_3 I = 10 + 3,2 \cdot 2,5 = 18 \text{ V}$$

$$R_{eq} = \frac{R_{eqAB} R_3}{R_{eqAB} + R_3} = \frac{0,8 \cdot 3,2}{0,8 + 3,2} = 0,64 \Omega.$$

Il circuito di fig. 21 può ora essere disegnato come in fig. 23 da cui si ricava:

$$I_R = \frac{E_{eq}}{R_{eq} + R} = \frac{18}{0,64 + 1,36} = 9 \text{ A}.$$

ESERCIZIO N. 5.

Determinare, nel circuito di fig. 24, la tensione ai capi del condensatore C e la sua fase rispetto ad I_o , nel caso che la pulsazione ω sia di 10^6 rad/sec.

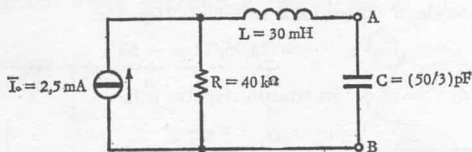


Figura 24.

Soluzione:

Applicando il teorema di Thèvenin fra i punti A e B si ha:

$$E_{eq} = I_o R = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3 = 100 \text{ V}$$

ha:

$$Z_{eq} = R + j\omega L = 40 \cdot 10^3 + j 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = (40 + j 30) \text{ k}\Omega$$

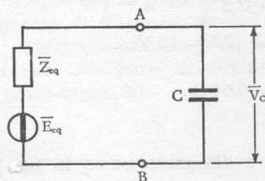


Figura 25.

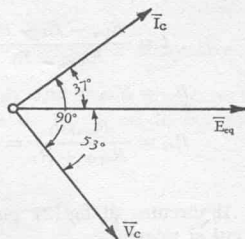


Figura 26.

Con riferimento alla fig. 25:

$$V_c = \frac{E_{eq}}{Z_{eq} - jX_c} (-jX_c) = \frac{100}{(40 + j30 - j60) 10^3} (-j60 \cdot 10^3) =$$

$$= \frac{100}{40 - j30} (-j60) = \left(\frac{8}{5} + j\frac{6}{5}\right) (-j60) = (72 - j96) \text{ V}$$

$$V_c = \sqrt{72^2 + 96^2} = 120 \text{ V}.$$

Poiché I_o è in fase con E_{eq} , basta trovare l'angolo che formano E_{eq} e V_c . Facendo il diagramma vettoriale (fig. 26):

$$\angle E_{eq} V_c = -\arctg 96/72 = -53^\circ.$$

La fase di V_c è di 53° in ritardo rispetto a I_o .

ESERCIZIO N. 6.

Nel circuito di fig. 27 trovare la tensione di uscita V_u e la corrente che scorre nel condensatore.

$$e = 20 \sin 10^6 t$$

$$R_i = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_u = 25 \text{ k}\Omega$$

$$C = 100 \text{ pF}$$

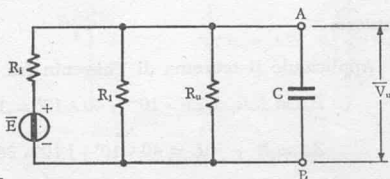


Figura 27.

Soluzione:

Si applica il teorema di Norton, sostituendo tra i punti *A* e *B* la rete di sinistra con un generatore equivalente di corrente, avente in parallelo la sua resistenza equivalente (figg. 28 e 29):

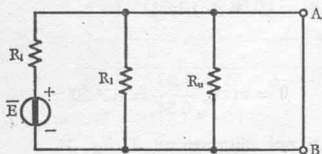


Figura 28.

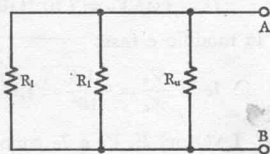


Figura 29.

$$I_{eq} = \frac{E}{R_i} = \frac{20}{8 \cdot 10^3} = 2,5 \text{ (mA)}$$

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_u}} = \frac{1}{\frac{1}{8 \cdot 10^3} + \frac{1}{40 \cdot 10^3} + \frac{1}{25 \cdot 10^3}} = 5,26 \text{ k}\Omega$$

Il circuito si può semplificare come in fig. 30.

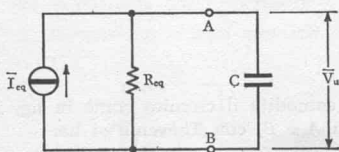


Figura 30.

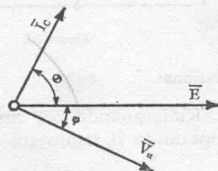


Figura 31.

Segue per la tensione di uscita V_u :

$$V_u = Z \cdot I_{eq} = \frac{R_{eq}}{1 + j\omega CR_{eq}} I_{eq} = \frac{5,26 \cdot 10^3 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{1 + j 10^6 \cdot 10^{-10} \cdot 5,26 \cdot 10^3} = 10,3 - j 5,4$$

e in modulo e fase:

$$V_u = \sqrt{10,3^2 + 5,4^2} \cong 11,6 \text{ V}; \quad \varphi = -\arctg \frac{5,4}{10,3} = -27^\circ 40'$$

La corrente nel condensatore è data da:

$$I_c = j \omega C V_u = j 10^{-4} (10,3 - j 5,4) = (0,54 + j 1,03) \cdot 10^{-3}$$

e in modulo e fase:

$$I_c = \frac{V_u}{X_c} = \frac{11,6}{10^4} = 1,16 \text{ mA}; \quad \theta = \arctg \frac{1,03}{0,54} = 62^\circ 20'$$

I vettori E , V_u e I_c sono riportati nel diagramma di fig. 31.

ESERCIZIO N. 7.

Determinare la corrente I nella resistenza R_1 (fig. 32).

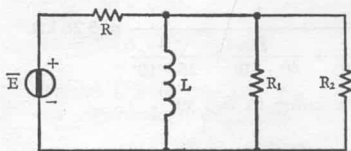


Figura 32.

$$\begin{aligned} e &= 100 \sin 10^4 t \\ R &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 12 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 8 \text{ k}\Omega \\ L &= 1 \text{ H} \end{aligned}$$

Soluzione:

Ridisegnando per maggior comodità il circuito come in fig. 33 e operando il taglio tra i punti A e B, con Thèvenin si ha:

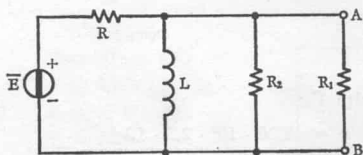


Figura 33.

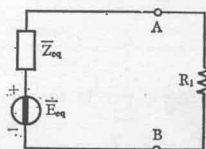


Figura 34.

$$E_{eq} = \frac{E}{R + \frac{R_2 \cdot j \omega L}{R_2 + j \omega L}} \cdot \frac{R_2 \cdot j \omega L}{R_2 + j \omega L} = \frac{100}{5 \cdot 10^3 + \frac{8 \cdot 10^3 \cdot j 10^4}{8 \cdot 10^3 + j 10^4}} \cdot \frac{8 \cdot 10^3 \cdot j 10^4}{8 \cdot 10^3 + j 10^4} =$$

$$= 56,2 + j 17,3 \text{ [V]}$$

$$Z_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{j \omega L}} = \frac{1}{\frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{8 \cdot 10^3} + \frac{1}{j 10^4}} =$$

$$= 2,82 + j 0,87 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

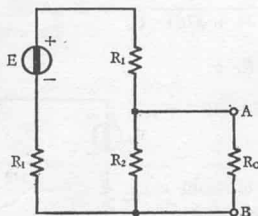
e infine dal circuito di fig. 34 si ricava la corrente I :

$$I = \frac{E_{eq}}{R_1 + Z_{eq}} = \frac{56,2 + j 17,3}{(12 + 2,82 + j 0,87) \cdot 10^3} = 3,83 + j 0,945 \text{ [mA]}$$

ESERCIZIO N. 8.

Il carico R_C viene alimentato dal generatore di f.e.m. E e resistenza interna R_i , tramite il partitore resistivo R_1 , R_2 . Si trovino:

- 1) i parametri del generatore equivalente tra i morsetti A e B del carico (fig. 35);
- 2) la corrente che lo percorre;
- 3) la tensione ai suoi morsetti.



$$e = 20 \sin \omega t$$

$$R_i = 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 57 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 376 \text{ k}\Omega$$

Figura 35.

Soluzione:

- 1) Aprendo il circuito tra i punti A e B, si trovano la corrente I e la tensione V_{AB} che è uguale alla E_{eq} (fig. 36). È:

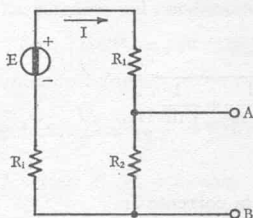


Figura 36.

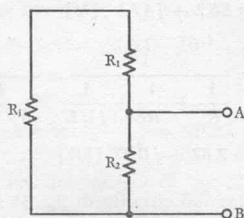


Figura 37.

$$I = \frac{E}{R_i + R_1 + R_2} = \frac{20}{(3 + 57 + 40) \cdot 10^3} = 0,2 \text{ mA}$$

$$V_{AB} = E_{eq} = IR_2 = 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3 = 8 \text{ V}.$$

Cortocircuitando il generatore E si trova la resistenza R_{eq} (fig. 37):

$$R_{eq} = \frac{R_2(R_1 + R_i)}{R_i + R_1 + R_2} = \frac{40 \cdot (57 + 3) \cdot 10^3}{40 + 57 + 3} = 24 \text{ k}\Omega.$$

- 2) Il circuito di fig. 35 si riduce come in fig. 38 e la corrente I_R che scorre nella resistenza R_C risulta:

$$I_R = \frac{E_{eq}}{R_{eq} + R_C} = \frac{8}{(24 + 376) \cdot 10^3} = 20 \text{ }\mu\text{A}.$$

- 3) La tensione ai capi di R_C è:

$$V_R = R_C \cdot I_R = 376 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 7,52 \text{ V}.$$

Naturalmente tutte le tensioni e le correnti sono in fase essendo il circuito puramente resistivo.

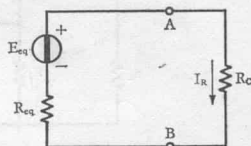


Figura 38.

ESERCIZIO N. 9.

Il carico R_L (fig. 39) viene alimentato dal generatore di f.e.m. E e resistenza interna R_i , tramite il partitore capacitivo C_1 , C_2 . Si determini la tensione di uscita ai capi di R_L .

$$R_i = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 40 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 200 \text{ pF}$$

$$C_2 = 600 \text{ pF}$$

$$e = 8 \sin 133 \cdot 10^6 t$$

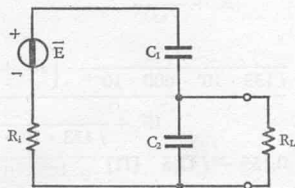


Figura 39.

Soluzione:

Si applica il teorema di Thèvenin al circuito di fig. 40 e si sostituisce alla serie C_1 e C_2 la capacità equivalente C :

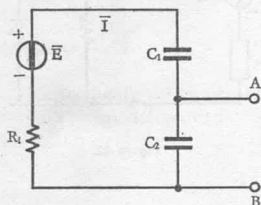


Figura 40.

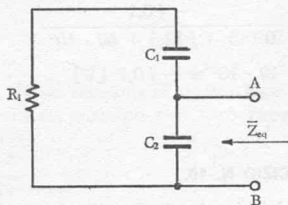


Figura 41

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{200 \cdot 600 \cdot 10^{-12}}{200 + 600} = 150 \text{ pF}$$

$$V_{AB} = E_{eq} = \frac{I}{j\omega C_2} = \frac{E}{R_i + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{8}{10^3 + \frac{1}{j 133 \cdot 10^6 \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} \cdot \frac{1}{j 133 \cdot 10^6 \cdot 600 \cdot 10^{-12}} \cong -j 0,1 \text{ [V]}$$

(Il termine $\frac{1}{j\omega C}$ è in prima approssimazione trascurabile rispetto a R_i).

$$\begin{aligned}
 Z_{eq} &= \frac{\frac{1}{j\omega C_2} \cdot \left(R_i + \frac{1}{j\omega C_1} \right)}{R_i + \frac{1}{j\omega C}} = \\
 &= \frac{1}{j 133 \cdot 10^6 \cdot 600 \cdot 10^{-12}} \cdot \left(10^3 + \frac{1}{j 133 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} \right) = \\
 &= \frac{1}{10^3 + \frac{1}{j 133 \cdot 10^6 \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} = \\
 &\cong 0,155 - j 12,5 \quad [\Omega]
 \end{aligned}$$

Il circuito si riduce a quello di fig. 42, quindi segue per la tensione di uscita:

$$\begin{aligned}
 V_L = I_R R_L &= \frac{E_{eq}}{Z_{eq} + R_L} \cdot R_L = \\
 &= \frac{-j 0,1}{0,155 - j 12,5 + 40 \cdot 10^3} \cdot \\
 &\cdot 40 \cdot 10^3 \cong -j 0,1 \quad [\text{V}]
 \end{aligned}$$

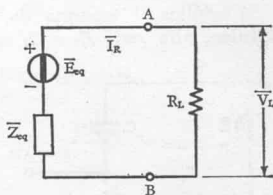


Figura 42.

ESERCIZIO N. 10.

Nel circuito in fig. 43 trovare la tensione V_{AB} .

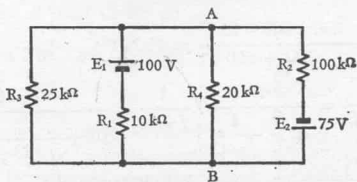


Figura 43.

Soluzione:

Applicando il teorema di Millman:

$$V_{AB} = R_{AB} \left(\frac{E_1}{R_1} - \frac{E_2}{R_2} \right)$$

dove:

$$\begin{aligned} R_{AB} &= \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{100 \cdot 10^3} + \frac{1}{25 \cdot 10^3} + \frac{1}{20 \cdot 10^3}} = \\ &= \frac{1}{(100 + 10 + 40 + 50) \cdot 10^{-6}} = \frac{1000}{200} \cdot 10^3 = 5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$V_{AB} = 5 \cdot 10^3 \left(\frac{100}{10 \cdot 10^3} - \frac{75}{100 \cdot 10^3} \right) = 5 (10 - 0,75) = 46,25 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 11.

Nel quadripolo riportato in fig. 44, le tensioni di uscita V_2 e d'ingresso V_1 sono sfasate di 150° con V_2 in anticipo e il loro rapporto vale 20.

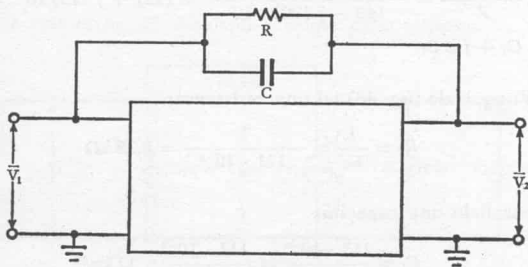


Figura 44.

L'impedenza posta fra ingresso e uscita è costituita da una resistenza $R = 400 \text{ k}\Omega$ e da una capacità $C = 7,5 \text{ pF}$, mentre la frequenza del segnale d'ingresso è $f = 0,159 \text{ MHz}$. Determinare le ammettenze Y_1 e Y_2 da porsi in ingresso e in uscita in sostituzione del parallelo $R C$.

Soluzione:

Poiché V_2 e V_1 sono sfasati di 150° con V_2 in anticipo, dalla figura 45 si ha:

$$V_1 = V_2 \quad V_2 = V_2 (-\cos 30^\circ + j \sin 30^\circ)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{V_1} (-\cos 30^\circ + j \sin 30^\circ) = 20 (-0,867 + j 0,5) = -17,34 + j 10$$

L'impedenza posta fra ingresso e uscita vale:

$$Z = \frac{R}{1 + j \omega C R} = \frac{400 \cdot 10^3}{1 + j 2\pi \cdot 0,159 \cdot 10^6 \cdot 7,5 \cdot 10^{-12} \cdot 400 \cdot 10^3} = \\ = (40 - j 120) \cdot 10^3.$$

Applicando ora il teorema di Miller si ha:

$$Y_1 = \frac{1 - \frac{V_2}{V_1}}{Z} = \frac{1 - (-17,34 + j 10)}{(40 - j 120) \cdot 10^3} \cong (121 + j 113) 10^{-6} = \\ = G_1 + j \omega C_1$$

cioè la Y_1 equivale (fig. 46) ad una resistenza:

$$R_1 = \frac{1}{G_1} = \frac{1}{121 \cdot 10^{-6}} = 8,25 \text{ k}\Omega$$

con in parallelo una capacità:

$$C_1 = \frac{113 \cdot 10^{-6}}{\omega} = \frac{113 \cdot 10^{-6}}{10^6} = 113 \text{ pF}$$

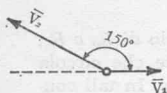


Figura 45.

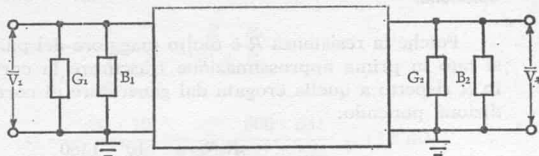


Figura 46.

$$Y_2 = \frac{1 - \frac{V_1}{V_2}}{Z} = \frac{1 - \frac{1}{-17,34 + j10}}{(40 - j120) \cdot 10^3} = (2,42 + j7,9) 10^{-6} =$$

$$= G_2 + j\omega C_2$$

che equivale ad una resistenza:

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = \frac{1}{2,42 \cdot 10^{-6}} = 414 \text{ k}\Omega$$

con in parallelo una capacità:

$$C_2 = \frac{7,9 \cdot 10^{-6}}{\omega} = \frac{7,9 \cdot 10^{-6}}{10^6} = 7,9 \text{ pF}$$

L'ammittenza Y_1 è molto maggiore di Y_2 , cioè la presenza della Z si fa risentire maggiormente all'ingresso del quadripolo.

ESERCIZIO N. 12.

Nella rete di fig. 47 si calcoli il valore della tensione V_u .

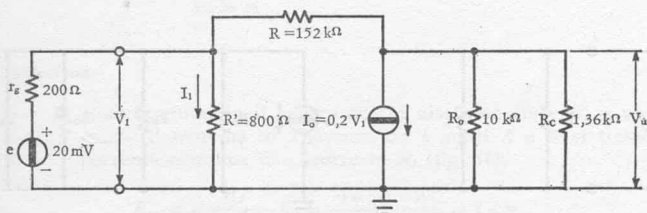


Figura 47.

Soluzione:

Poiché la resistenza R è molto maggiore del parallelo di R_o e R_c , si può in prima approssimazione trascurare la corrente che circola in R rispetto a quella erogata dal generatore di corrente. In tali condizioni, ponendo:

$$R_p = \frac{R_o R_c}{R_o + R_c} = \frac{10^4 \cdot 1360}{10^4 + 1360} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

si ha:

$$V_u = -I_o R_p = -0,2 \text{ V}_1 \cdot 1,2 \cdot 10^3$$

e quindi:

$$\frac{V_u}{V_1} = -240.$$

L'effetto di R essendo il rapporto V_u/V_1 reale, equivale ad una resistenza R_1 in parallelo ad R' :

$$R_1 = \frac{R}{1 - \frac{V_u}{V_1}} = \frac{152 \cdot 10^3}{1 + 240} = 631 \Omega$$

e ad una resistenza R_2 in parallelo ad R_o :

$$R_2 = \frac{R}{1 - \frac{V_1}{V_u}} = \frac{152 \cdot 10^3}{1 + \frac{1}{240}} \cong 151,5 \text{ k}\Omega.$$

Il circuito di fig. 47 si può quindi ridisegnare come in fig. 48; la R_2 può essere in pratica trascurata essendo molto elevata.

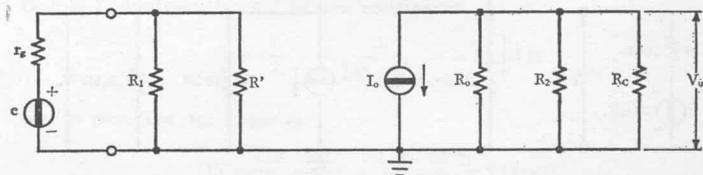


Figura 48.

Ora la tensione V_1 vale:

$$V_1 = \frac{E}{r_g + \frac{R' \cdot R_1}{R' + R_1}} \cdot \frac{R' \cdot R_1}{R' + R_1} =$$

$$= \frac{20 \cdot 10^{-3}}{200 + \frac{800 \cdot 631}{800 + 631}} \cdot \frac{800 \cdot 631}{800 + 631} = 12,8 \text{ mV}$$

Segue per la la tensione di uscita V_u :

$$V_u = -240 V_1 = -240 \cdot 12,8 \cdot 10^{-3} = 3,07 \text{ V}.$$

ESERCIZIO N. 13.

Nel circuito di fig. 49 sono il teorema di sovrapposizione degli effetti si trovino:

- 1) la corrente che scorre nella resistenza R_3 ;
- 2) la tensione ai capi della resistenza R_2 .

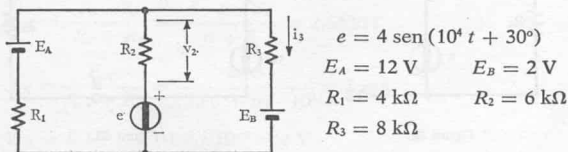


Figura 49.

Soluzione:

- 1) Cortocircuitando il generatore in alternata (fig. 50) e applicando il teorema di Thèvenin fra i punti A e B si trova la corrente continua che scorre in R_3 (fig. 51):

$$E_{eq} = \frac{E_A}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{12 \cdot 6 \cdot 10^3}{(4 + 6) \cdot 10^3} = 7,2 \text{ V}$$

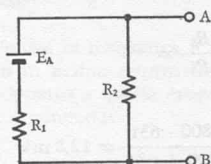


Figura 50.

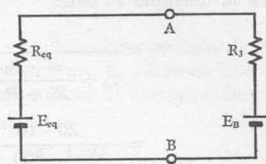


Figura 51.

$$R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^3}{(6 + 6) \cdot 10^3} = 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$I_{03} = \frac{E_{eq} - E_B}{R_{eq} + R_3} = \frac{7,2 - 2}{(2,4 + 8) \cdot 10^3} = 0,5 \text{ mA}$$

Ora cortocircuitando le batterie E_A ed E_B ed applicando il teorema di Thèvenin fra i punti A e B (fig. 52), si trova la corrente alternata che scorre in R_3 (fig. 53):

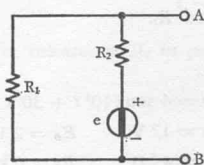


Figura 52.

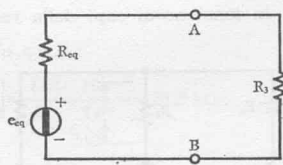


Figura 53.

$$e_{eq} = \frac{e}{R_1 + R_2} R_1 = \frac{4 \sin(10^4 t + 30^\circ) \cdot 4 \cdot 10^3}{(4 + 6) \cdot 10^3} =$$

$$= 1,6 \sin(10^4 t + 30^\circ)$$

$$R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$i_{a3} = \frac{e_{eq}}{R_{eq} + R_3} = \frac{1,6 \sin(10^4 t + 30^\circ)}{(2,4 + 8) \cdot 10^3} =$$

$$= 0,154 \sin(10^4 t + 30^\circ) \text{ mA}$$

e quindi la corrente totale è:

$$i_3 = I_{O3} + i_{a3} = [0,5 + 0,154 \sin(10^4 t + 30^\circ)] \text{ mA}$$

- 2) Per trovare la tensione ai capi di R_2 , sempre col teorema di sovrapposizione degli effetti, considerando prima agenti solo E_A ed E_B e applicando ancora il teorema di Thèvenin (fig. 54):

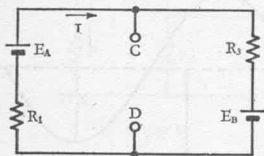


Figura 54.

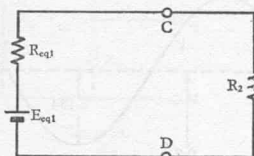


Figura 55.

$$I = \frac{E_A - E_B}{R_1 + R_3} = \frac{12 - 2}{(4 + 8) \cdot 10^3} = 0,833 \text{ mA}$$

$$E_{eq1} = R_3 I + E_B = 8 \cdot 10^3 \cdot 0,833 \cdot 10^{-3} + 2 = 8,66 \text{ V}$$

$$R_{eq1} = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} = \frac{4 \cdot 8 \cdot 10^3}{4 + 8} = 2,66 \text{ k}\Omega$$

$$I_{O2} = \frac{E_{eq1}}{R_{eq1} + R_2} = \frac{8,66}{(2,66 + 6) \cdot 10^3} \cong 1 \text{ mA}$$

$$V_{O2} = R_2 I_{O2} = 6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 6 \text{ V}.$$

Considerando agente nel circuito il solo generatore in alternata, la corrente alternata che scorre in R_2 è:

$$i_{a2} = \frac{e}{R_2 + R_{eq1}} = \frac{4 \sin(10^4 t + 30^\circ)}{(6 + 2,66) \cdot 10^3} = 0,462 \sin(10^4 t + 30^\circ) \text{ mA}$$

e la tensione alternata ai capi di R_2 vale:

$$\begin{aligned} v_{a2} &= R_2 i_{a2} = 6 \cdot 10^3 \cdot 0,462 \cdot 10^{-3} \sin(10^4 t + 30^\circ) = \\ &= 2,77 \sin(10^4 t + 30^\circ) \text{ [V]} \end{aligned}$$

Infine la tensione totale ai capi di R_2 è:

$$v_2 = V_{02} + v_{a2} = 6 + 2,77 \sin(10^4 t + 30^\circ).$$

Nelle figg. 56 e 57 sono riportate la corrente i_3 e la tensione v_2 in funzione del tempo.

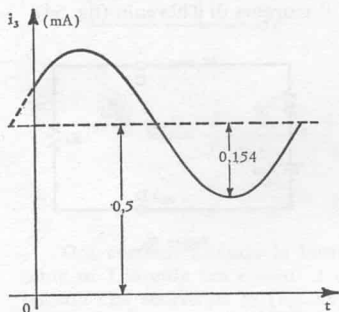


Figura 56.

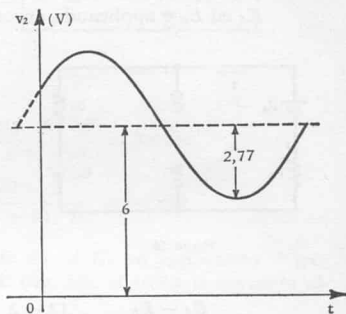


Figura 57.

ESERCIZIO N. 14.

Determinare le d.d.p. V_{PG} e V_{GM} a regime, nel circuito di fig. 58.

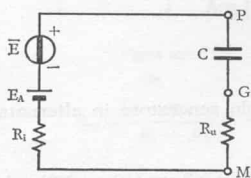


Figura 58.

$$e = E_M \sin \omega t = 50 \sin \omega t$$

$$\omega = 5 \text{ k rad/sec}$$

$$E_A = 250 \text{ V}$$

$$R_i = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_u = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 16000 \text{ pF}$$

Soluzione:

Col teorema di sovrapposizione si consideri agente il solo generatore continuo.

A regime, non passando corrente per effetto di E_A , data la presenza di C , la E_A si localizza ai capi di C , mentre su R_u non si avrà alcuna caduta di tensione (fig. 59)

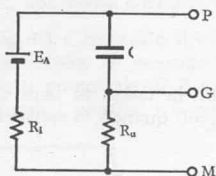


Figura 59.

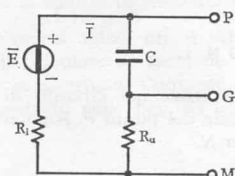


Figura 60.

$$V_{PG1} = V_{C1} = E_A = 250 \text{ V}$$

$$V_{GM1} = 0$$

Ora agisca il solo generatore alternativo (fig. 60):

$$I = \frac{E}{R_i + R_u + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{50}{12,5 \cdot 10^3 - j 12,5 \cdot 10^3}$$

$$I = 2,83 \text{ mA} \mid + 45^\circ$$

$$V_{PG2} = \frac{I}{j\omega C} = \frac{50 \cdot (-j 12,5 \cdot 10^3)}{12,5 \cdot 10^3 (1 - j)} = \frac{50(1 - j)}{2}$$

$$V_{PG2} = \frac{50\sqrt{2}}{2} = 35,2 \text{ V} \mid - 45^\circ$$

$$V_{GM2} = IR_u = \frac{50 \cdot 10 \cdot 10^3}{12,5 \cdot (1 - j) \cdot 10^3} = \frac{40}{1 - j}$$

$$V_{GM2} = \frac{40\sqrt{2}}{2} = 28,4 \text{ V} \mid + 45^\circ$$

mplessive:

$$250 + 35,2 \sin(\omega t - 45^\circ) \text{ V}$$

$$28,4 \sin(\omega t + 45^\circ) \text{ V}$$

di fig. 61 la d.d.p. ai capi di R_u ed
tere i calcoli quando si sposti la massa

$$\begin{aligned} e &= 5 \sin 10^6 t \text{ [V]} \\ E_A &= 200 \text{ V} \\ R_i &= 5 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 15 \text{ k}\Omega \\ R_u &= 6,25 \text{ k}\Omega \\ C_a &= 1 \mu\text{F} \end{aligned}$$



apposizione degli effetti, considerando
re in continua si ha (fig. 62):

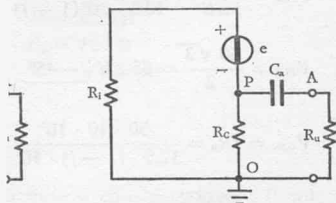


Figura 63.

$$I_A = \frac{E_A}{R_i + R_C} = \frac{200}{(5 + 15) \cdot 10^3} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PO1} = R_C I_A = 15 \cdot 10^3 \cdot 10^{-2} = 150 \text{ V}$$

In R_u non passa corrente, quindi la caduta in continua è $V_{u1} = 0$.

In fig. 63 è riportato il circuito in cui agisce ora il solo generatore in alternata. Si possono quindi calcolare la tensione V_u in alternata e il potenziale di P sempre in alternata. Conviene applicare Thèvenin tra i punti A e O come mostrato nelle figg. 64 e 65.

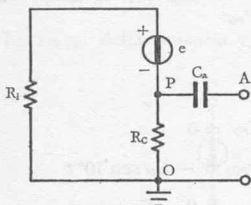


Figura 64.

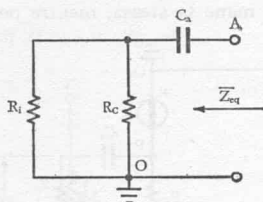


Figura 65.

Risulta:

$$E_{eq} = \frac{E}{R_i + R_C} \cdot R_C = \frac{5 \cdot 15 \cdot 10^3}{(5 + 15) \cdot 10^3} = 3,75 \text{ V}$$

$$Z_{eq} = \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C} + \frac{1}{j\omega C_a} = \frac{5 \cdot 15 \cdot 10^3}{5 + 15} + \frac{1}{j10^6 \cdot 10^{-6}} \cong 3,75 \text{ k}\Omega$$

Dalla fig. 66:

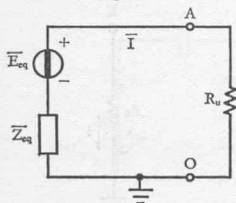


Figura 66.

$$I = \frac{E_{eq}}{Z_{eq} + R_u} = \frac{3,75}{(3,75 + 6,25) \cdot 10^3} = 0,375 \text{ mA}$$

$$V_{u2} = I R_u = 0,375 \cdot 10^{-3} \cdot 6,25 \cdot 10^3 = 2,34 \text{ V}$$

Ora poiché la reattanza offerta da C_a alla frequenza del segnale alternato è praticamente trascurabile si ha:

$$V_{PO2} \cong V_{u2}.$$

Quindi in definitiva:

$$v_{PO} = V_{PO1} + V_{PO2} = 150 + 2,34 \sin 10^6 t \quad [\text{V}]$$

$$v_u = 0 + V_{u2} = 2,34 \sin 10^6 t \quad [\text{V}]$$

2) Spostando la massa 0 nel punto N (fig. 67), la d.d.p. V_u rimane la stessa, mentre per la V_{PO} :

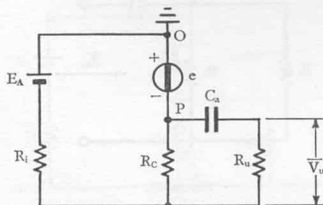


Figura 67.

$$V_{PO1} = 0$$

$$v_{PO2} = -E_M \sin 10^6 t$$

$$\begin{aligned} v_{PO} &= 0 - E_M \sin \omega t = \\ &= -5 \sin 10^6 t \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 16.

Si vuole ottenere una d.d.p. tra i punti G e K di fig. 68 pari a $v_{GK} = (-2 + \sin \omega t) \text{ V}$. Determinare il valore della f.e.m. E della batteria da inserire tra G e massa.

$$e = \sin \omega t$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$I = 5 \text{ mA}$$

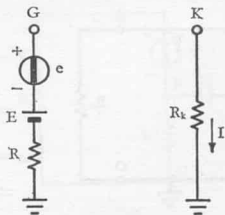


Figura 68.

Soluzione:

$$v_{GK} = v_G - v_K.$$

Nel ramo G-massa non passa corrente quindi non c'è caduta su R .

$$-2 + \sin \omega t = v_G - R_k I$$

$$v_G = -2 + 10 + \sin \omega t$$

$$v_G = +8 + \sin \omega t.$$

La f.e.m. della batteria è quindi $E = 8 \text{ V}$ (fig. 69).

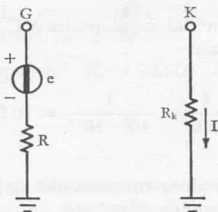


Figura 69.

ESERCIZIO N. 17.

Calcolare la corrente I_B che scorre nella resistenza r_B del circuito di fig. 70.

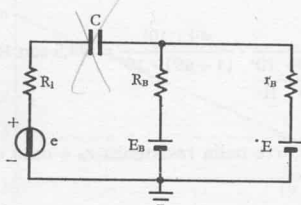


Figura 70.

$$e = \sin 10^5 t$$

$$E_B = 6 \text{ V}$$

$$E = 0,2 \text{ V}$$

$$R_l = 9 \text{ k}\Omega$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

$$R_B = 49 \text{ k}\Omega$$

$$r_B = 1 \text{ k}\Omega$$

Soluzione:

Il condensatore costituisce un blocco per la componente continua della corrente perciò considerando agente i soli generatori in continua (teorema di sovrapposizione degli effetti) si ha:

$$E_B - E = (R_B + r_B) I_B$$

da cui:

$$I_B = \frac{E_B - E}{R_B + r_B} = \frac{6 - 0,2}{(49 + 1) \cdot 10^3} = 116 \mu\text{A}.$$

La reattanza offerta dal condensatore C alla pulsazione del generatore d'ingresso e vale:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{10^5 \cdot 10^{-6}} = 10 \Omega.$$

Essa è quindi senz'altro trascurabile rispetto alle resistenze in gioco nel circuito e il condensatore può essere considerato un cortocircuito per le componenti alternative. Considerando quindi agente il solo generatore alternativo si ha:

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{e}{R_t + \frac{r_B \cdot R_B}{r_B + R_B}} \cdot \frac{R_B}{R_B + r_B} = \\ &= \frac{\text{sen } 10^5 t}{9 \cdot 10^3 + \frac{10^3 \cdot 49 \cdot 10^3}{10^3 + 49 \cdot 10^3}} \cdot \frac{49 \cdot 10^3}{(1 + 49) \cdot 10^3} = 98,5 \text{ sen } 10^5 t \text{ } [\mu\text{A}] \end{aligned}$$

La corrente totale che scorre nella resistenza r_B è data dalla somma di I_B ed i_B cioè:

$$i_{Bt} = I_B + i_B = 116 + 98,5 \text{ sen } 10^5 t \text{ } [\mu\text{A}]$$

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Dato il generatore di corrente $I_0 = 50 \text{ mA}$ e resistenza interna $R_i = 2 \text{ k}\Omega$, dopo avere tracciato la caratteristica *tensione-corrente* determinare:

- 1) Il valore della resistenza di carico R_c in modo che essa assorba il 90 % della I_{cc} .
- 2) Il valore della resistenza R_c' da porsi in parallelo alla R_c affinché la corrente assorbita dalla R_c si riduca a 21 mA.
- 3) La corrente che assorbirebbe R_c , sempre in presenza di R_c' , se il generatore fosse ideale.

(Risposta: $R_c = 222 \Omega$; $R_c' \cong 175 \Omega$; $I = 22 \text{ mA}$)

ESERCIZIO N. 2.

Con la caratteristica *tensione-corrente* riportata in fig. 71, risalire al generatore di tensione e a quello di corrente. In corrispondenza del punto di funzionamento P riportato sulla caratteristica si trovi il valore della resistenza di carico R_c . Si determini infine l'ordine di grandezza che deve assumere la resistenza di carico in modo che:

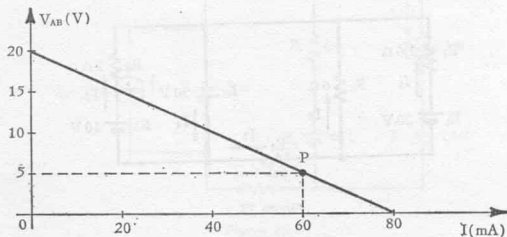


Figura 71.

- 1) il generatore possa essere considerato un generatore ideale di tensione;
- 2) il generatore possa essere considerato un generatore ideale di corrente.

(Risposta: $E = 20 \text{ V}$; $R_i = 250 \Omega$; $R_C = 83,3 \Omega$; $R_{C1} \gg R_i$; $R_{C2} \ll R_i$)

ESERCIZIO N. 3.

Applicando il teorema di Thèvenin, calcolare il valore della corrente I_R nella rete di fig. 72.

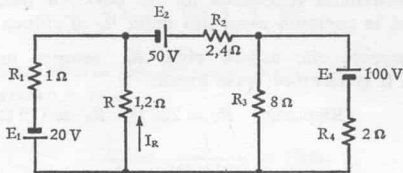


Figura 72

(Risposta: $I_R = 5 \text{ A}$)

ESERCIZIO N. 4.

Calcolare le correnti in tutti i lati della rete di fig. 73 applicando il teorema di Thèvenin e il primo principio di Kirchhoff.

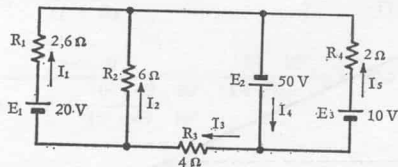


Figura 73.

(Risposta: $I_1 = 10 \text{ A}$; $I_2 = 1 \text{ A}$; $I_3 = 11 \text{ A}$; $I_4 = 41 \text{ A}$; $I_5 = 30 \text{ A}$)

ESERCIZIO N. 5.

Calcolare la corrente I_R nella resistenza R della rete di fig. 74

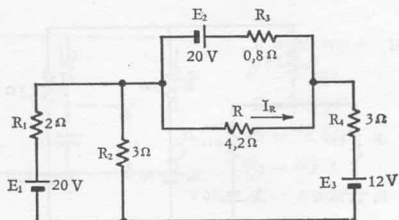


Figura 74

(Risposta: $I_R = 3,44 \text{ A}$)

ESERCIZIO N. 6.

Applicando i teoremi di Thèvenin e Norton, calcolare la corrente I_R nella resistenza R del circuito di fig. 75.

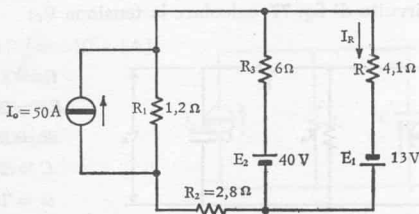


Figura 75.

(Risposta: $I_R = 10 \text{ A}$)

ESERCIZIO N. 7.

Calcolare la potenza dissipata nella resistenza R del seguente circuito (fig. 76):

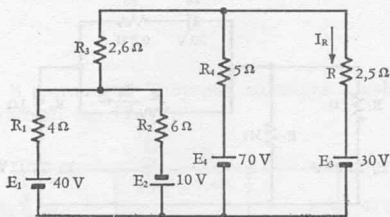


Figura 76.

(Risposta: $P_R = 22,5 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 8.

Dato il circuito di fig. 77, calcolare la tensione V_C :

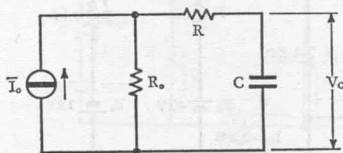


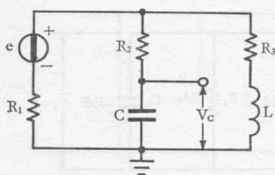
Figura 77.

$I_o = 1 \text{ mA}$
 $R_o = 200 \text{ k}\Omega$
 $R = 300 \text{ k}\Omega$
 $C = 100 \text{ pF}$
 $\omega = 10^5 \text{ rad/sec}$

(Risposta: $V_C = 39,2 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 9.

Si determini nel circuito di fig. 78 la tensione, in modulo e fase, ai morsetti del condensatore C .



$$e = 80 \sin 4 \cdot 10^6 t \text{ [V]}$$

$$R_1 = 4 \text{ k}\Omega$$

$$C = 25 \text{ pF}$$

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 6 \text{ k}\Omega$$

$$L = 4 \text{ mH}$$

Figura 78.

(Risposta: $V_C \cong 40 \text{ V}$; $\varphi \cong 47^\circ$ in ritardo)

ESERCIZIO N. 10.

Determinare la corrente I (in modulo) che scorre nell'induttanza L del circuito di fig. 79.

$$I_o = 10^{-2} \sin 10^7 t \text{ [A]}$$

$$R_o = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C = 20 \text{ pF}$$

$$L = 100 \text{ }\mu\text{H}$$

$$R_s = 25 \text{ }\Omega$$

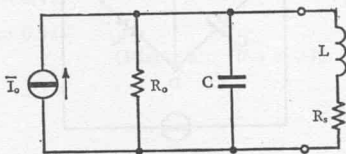


Figura 79.

(Risposta: $I = 12,5 \text{ mA}$)

ESERCIZIO N. 11.

Calcolare la tensione di uscita V_u in modulo, nel circuito di figura 80, conoscendo che la f.e.m. del generatore è:

$$E = 50 \sin 200 \cdot 10^3 t$$

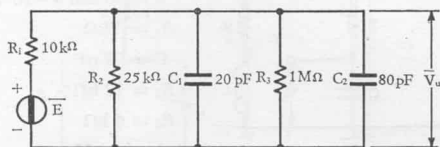
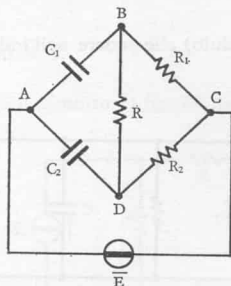


Figura 80.

(Risposta: $V_u \cong 34 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 12.

Applicando il teorema di Thèvenin si trovi la corrente che circola in R (fig. 81).



$$C_1 = 1 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R = 110 \Omega$$

$$e = 100 \sin 10^3 t \text{ [V]}$$

Figura 81.

(Risposta: $i_R = 61,2 \sin (10^3 t + 42^\circ 10') \text{ [mA]}$)

ESERCIZIO N. 13.

Calcolare la tensione fra i morsetti A e B nel circuito di fig. 82.

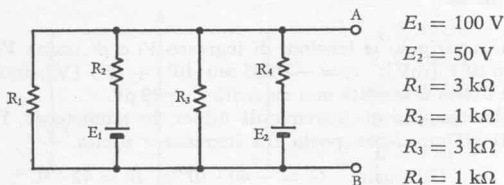


Figura 82.

(Risposta: $V_{AB} = 56,25 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 14.

Tre generatori con le rispettive resistenze interne sono collegati in parallelo tra di loro e ai comuni morsetti è posta una resistenza utilizzatrice R_u .

Si calcoli la tensione ai morsetti della resistenza R_u . (Si applichi il teorema di Millman).

Dati:

$$E_1 = 25 \text{ V}$$

$$R_1 = 0,1 \Omega$$

$$R_u = 1,25 \Omega$$

$$E_2 = 20 \text{ V}$$

$$R_2 = 0,4 \Omega$$

$$E_3 = 30 \text{ V}$$

$$R_3 = 0,5 \Omega$$

(Risposta: $V_{AB} = 23,6 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 15.

In un quadripolo il rapporto tra la tensione V_2 di uscita e quella d'ingresso V_1 è 50 e le due tensioni sono in opposizione di fase. Fra i morsetti d'ingresso e d'uscita è inserita una resistenza $R = 400 \text{ k}\Omega$. Si determinino col teorema di Miller le impedenze equivalenti Z_1

e Z_2 che devono essere considerate rispettivamente fra i morsetti d'ingresso e di uscita in sostituzione di R .

(Risposta: $Z_1 = R_1 = 7,85 \text{ k}\Omega$; $Z_2 = R_2 = 392 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 16.

In un quadripolo le tensioni di ingresso V_1 e di uscita V_2 sono: $v_1 = 20 \sin 10^5 t \text{ [mV]}$; $v_2 = -0,565 \sin(10^5 t + 45^\circ) \text{ [V]}$; inoltre fra ingresso e uscita è inserita una capacità $C = 20 \text{ pF}$.

Si calcolino con il teorema di Miller le ammettenze Y_1 e Y_2 equivalenti all'impedenza posta fra ingresso e uscita.

(Risposta: $G_1 = -40 \cdot 10^{-6}$; $B_1 = 42 \cdot 10^{-6}$;
 $G_2 = 0,05 \cdot 10^{-6}$; $B_2 = 2,05 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$)

ESERCIZIO N. 17.

Mediante l'applicazione del teorema di Miller si calcoli la tensione di uscita nel circuito di fig. 83.

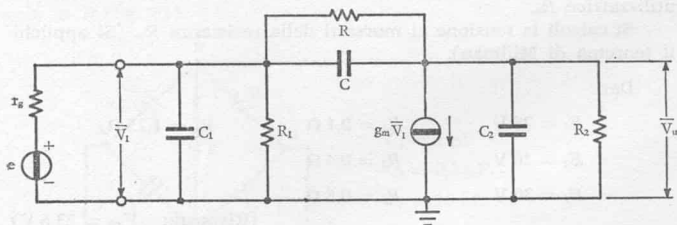


Figura 83.

$E = 10 \text{ mV}$ $C_1 = 333 \text{ pF}$ $g_m = 10 \text{ mA/V}$
 $r_g = 500 \Omega$ $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ $R = 2 \text{ M}\Omega$ $C = 0,5 \text{ pF}$
 $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$ $C_2 = 50 \text{ pF}$ $\omega = 16^6 \text{ rad/sec.}$

(Risposta: $V_u = -0,698 + j0,92 \text{ [V]}$)

ESERCIZIO N. 18.

Nel circuito di fig. 84, trovare la tensione v_{AB} a regime.

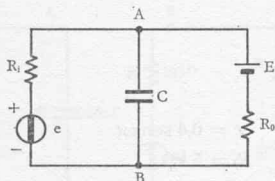


Figura 84.

$$e = 39 \cos 50 t$$

$$R_i = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = 50 \text{ k}\Omega$$

$$E = 60 \text{ V}$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

(Risposta: $v_{AB} = 10 + 30 \cos(50 t - 22^\circ 36')$)

ESERCIZIO N. 19.

Nel circuito di fig. 85, calcolare la tensione ai capi della resistenza R e dell'induttanza L a regime.

$$E = 20 \text{ V}$$

$$e = 50 \sin 10^4 t$$

$$R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 4 \text{ k}\Omega$$

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

$$L = 100 \text{ mH}$$

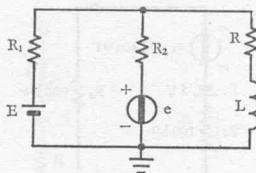


Figura 85.

(Risposta: $v_R = 8 + 5,32 \sin(10^4 t - 27^\circ 30')$ [V])

$v_L = 5,32 \sin(10^4 t + 62^\circ 30')$ [V])

ESERCIZIO N. 20.

Nello schema di fig. 86, determinare il valore della R_k , affinché sia $v_{GK} = -2 + 0,4 \sin \omega t$.

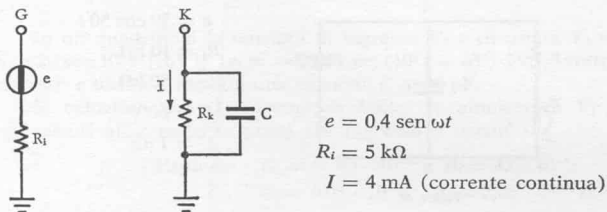


Figura 86.

(Risposta: $R_k = 500 \Omega$)

ESERCIZIO N. 21.

Nello schema di fig. 87, determinare e_1 ed R_k affinché si abbia $v_{GK} = (-6,5 + 1,3 \sin \omega t) \text{ V}$.

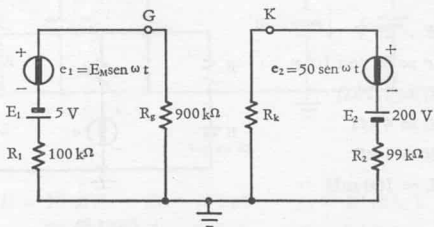


Figura 87.

(Risposta: $e_1 = 2 \sin \omega t$; $R_k = 1 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 22

Nel circuito di fig. 88, trovare la tensione V_{AB} .

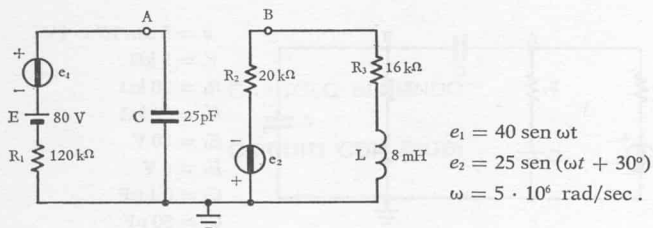


Figura 88.

(Risposta: $v_{AB} = 80 + 19,4 \sin (\omega t + 12^\circ 45') \text{ [V]}$)

ESERCIZIO N. 23.

Nel ramo G -massa di fig. 89 non scorre alcuna corrente, mentre in quello K -massa scorre la $i_{at} = I_A + i_a = 6 + \cos \omega t \text{ (mA)}$.

Determinare la d.d.p. v_{GK} .

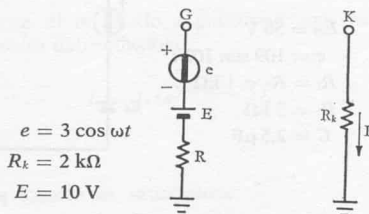
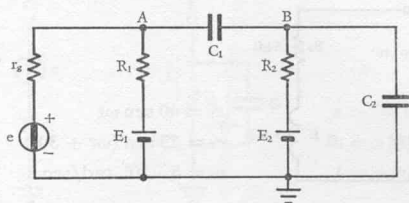


Figura 89.

(Risposta: $v_{GK} = \cos \omega t - 2 \text{ [V]}$)

ESERCIZIO N. 24.

Trovare le tensioni ai capi dei condensatori C_1 e C_2 nel circuito di fig. 90.



$$e = 3 \sin 10^5 t \text{ [V]}$$

$$r_g = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$E_1 = 20 \text{ V}$$

$$E_2 = 6 \text{ V}$$

$$C_1 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_2 = 50 \text{ pF}$$

Figura 90.

(Risposta: $v_{C1} = v_{AB} \cong -2 \text{ V}$; $v_{C2} = v_B \cong 6 + 1,8 \sin 10^5 t \text{ [V]}$)

ESERCIZIO N. 25.

Nel circuito di fig. 91 calcolare le tensioni v_{PO} e $v_{PO'}$.

$$E_O = 50 \text{ V}$$

$$e = 109 \sin 100 t$$

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$C = 2,5 \text{ }\mu\text{F}$$

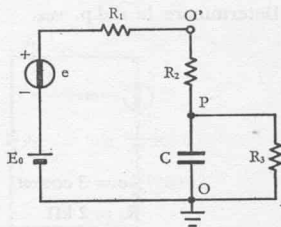


Figura 91.

(Risposta: $v_{PO} = 30 + 62,6 \sin(100 t - 16^\circ 42')$

$v_{PO'} = -10 - 26,2 \sin(100 t + 20^\circ 10')$)

CAPITOLO SECONDO

CIRCUITI CON DIODI

Generalità.

Il diodo è un elemento a caratteristica non lineare per cui la relazione fra la tensione anodo-catodo V_{AK} (che verrà indicata anche con V_A quando il catodo è a massa) e la corrente I_A non obbedisce alla legge di Ohm.

a) Diodo a giunzione.

La caratteristica di un diodo a giunzione può essere, approssimativamente, espressa dall'equazione:

$$I_A = I_S (e^{\frac{q}{kT} V_{AK}} - 1)$$

dove:

I_S = corrente inversa di saturazione,

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb (carica dell'elettrone)

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Joule/°K (costante di Boltzmann),

$T^* = 273 + T$ = temperatura in gradi Kelvin.

La resistenza differenziale di un diodo a giunzione risulta:

$$r_a = \frac{KT^*}{qI_A}$$

dove il termine KT^*/q , alla temperatura ambiente $T_a = 27^\circ\text{C}$ ($T^* = 300^\circ\text{K}$) assume il valore di 26 mV per i diodi al germanio e 52 mV per quelli al silicio.



Figura 1.

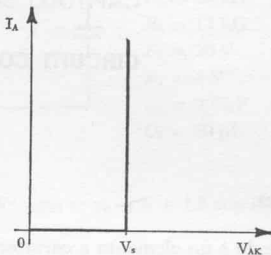


Figura 2.

La corrente anodica può essere considerata trascurabile fino a che la tensione anodica non supera il valore di soglia V_s che è di $0,2 \div 0,3\text{ V}$ per i diodi al germanio e di $0,5 \div 0,7\text{ V}$ per quelli al silicio.

Un diodo a giunzione può essere approssimato secondo lo schema di fig. 1, cui corrisponde la caratteristica approssimata di fig. 2. Di solito r_a è trascurabile.

I modi di inserzione più comuni di un diodo in un circuito elettrico sono i seguenti:

b) Serie di un diodo con una resistenza R e una f.e.m. continua E_A .

La corrente che circola nel diodo si determina per via grafica dall'incontro della caratteristica $I_A = f(V_{AK})$ del diodo con la retta di carico di equazione:

$$I_A = \frac{E_A - V_{AK}}{R}$$

(Si noti che la retta di carico si trasla parallelamente a se stessa quando varia la E_A e ruota intorno al punto $V_{AK} = E_A$ quando varia la R).

In soluzioni approssimate si può considerare la caratteristica del diodo, quando conduce, rettilinea. In tal caso il diodo si comporta come una resistenza r_a . La resistenza di un diodo non in conduzione si può sempre considerare infinita.

In qualche caso si può considerare il diodo come un interruttore chiuso (resistenza nulla) quando conduce e aperto (resistenza infinita) quando non conduce.

c) Serie di un diodo con una resistenza R e una f.e.m. alternativa $e = E_M \sin \omega t$.

L'andamento della corrente nel tempo può essere determinato esattamente per via grafica, oppure approssimativamente considerando rettilinea la parte interessata della caratteristica del diodo e quindi sostituendo ad esso il circuito di fig. 1 nel semiperiodo positivo della tensione applicata.

d) Serie di un diodo con una resistenza R , una f.e.m. continua E_A e una f.e.m. alternata $e = E_M \sin \omega t$.

I Caso: $E_M < E_A$.

La corrente ha una componente continua e una alternata. La componente continua I_{AO} si può calcolare come al punto b) considerando nulla la f.e.m. alternata: si determina così il punto di funzionamento a riposo (I_{AO} ; V_{AKO}).

La componente alternata si può calcolare mediante il circuito differenziale (se il tratto di caratteristica interessato dalle variazioni di corrente si può considerare rettilineo) realizzato sostituendo al diodo la resistenza differenziale r_a (calcolata come $\Delta V_{AK}/\Delta I_A$ nell'intorno del punto di riposo) e considerando nulla la E_A .

II Caso: $E_M > E_A$.

La corrente risulta pulsante e il suo andamento può essere calcolato o graficamente o, approssimativamente, considerando rettilinea la caratteristica del diodo in fase di conduzione.

e) Resistenza termica di un diodo a giunzione.

La resistenza termica Θ di un diodo misura l'aumento della temperatura di giunzione T_j al disopra della temperatura ambiente T_a , per ogni W di potenza dissipata P_d . Essa si misura in $^{\circ}C/W$ e vale la relazione:

$$T_j = \Theta P_d + T_a$$

f) Diodo Zener.

È un diodo polarizzato inversamente, che sfrutta l'effetto Zener, per cui se il punto di funzionamento è oltre quello di Zener, la tensione ai suoi capi resta praticamente costante al variare della corrente che l'attraversa; quest'ultima è limitata dalla massima potenza che il diodo può dissipare.

Un diodo Zener si comporta come una f.e.m. di valore V_z , dove V_z è la tensione corrispondente al punto di Zener, con in serie una resistenza R_z di valore molto modesto (pochi ohm o addirittura frazioni di ohm).

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Nel circuito di fig. 3 in cui si utilizza un diodo a giunzione al germanio avente una corrente inversa di saturazione $I_S = 5 \mu\text{A}$ alla temperatura di 25°C , trovare il valore della corrente I_{AO} e della tensione V_{AKO} ai capi del diodo per i valori di temperatura $T_1 = 25^\circ\text{C}$ e $T_2 = 65^\circ\text{C}$, sapendo che I_S varia con la legge: $I_S = I_{SO} \cdot e^{0,06(T-T_0)}$ essendo I_{SO} il valore della corrente inversa alla temperatura T_0 .

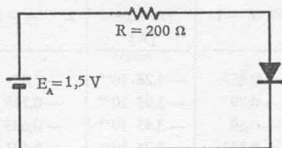


Figura 3.

Soluzione:

Occorre in primo luogo tracciare la caratteristica del diodo, sapendo che approssimativamente è

$$I_A = I_S (e^{\frac{q}{kT^*} V_{ak}} - 1)$$

dove:

$$I_S = 5 \mu\text{A} \text{ per } T = 25^\circ\text{C},$$

$$= 5 \cdot 10^{-6} \cdot e^{0,06(65-25)} = 55 \mu\text{A} \text{ per } T = 65^\circ\text{C},$$

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Coulomb (carica dell'elettrone)},$$

$$K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ joule/}^\circ\text{K (costante di Boltzmann)},$$

$$T^* = 273^\circ + T \text{ (temperatura in gradi Kelvin)}.$$

Quindi si ha:

per $T = 25^\circ\text{C}$:

$$I_A = 5 \cdot 10^{-6} (e^{\frac{1,6 \cdot 10^{-19}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298} V_{AK}} - 1) = 5 \cdot 10^{-6} (e^{39 V_{AK}} - 1) \quad [\text{A}]$$

e per $T = 65^\circ\text{C}$:

$$I_A = 55 \cdot 10^{-6} (e^{\frac{1,6 \cdot 10^{-19}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 338} V_{AK}} - 1) = 55 \cdot 10^{-6} (e^{34,3 V_{AK}} - 1) \quad [\text{A}]$$

Per i due casi in esame, i valori di I_A in funzione di V_{AK} sono riportati nella tabella che segue:

V_{AK} [V]	$e^{39 V_{AK}} - 1$	$(I_A)_{T=25^\circ\text{C}}$ [A]	$e^{34,3 V_{AK}} - 1$	$(I_A)_{T=65^\circ\text{C}}$ [A]
-0,05	-0,857	$-4,28 \cdot 10^{-6}$	-0,82	$-45,1 \cdot 10^{-6}$
-0,04	-0,79	$-3,95 \cdot 10^{-6}$	-0,745	$-41 \cdot 10^{-6}$
-0,03	-0,69	$-3,45 \cdot 10^{-6}$	-0,643	$-35,4 \cdot 10^{-6}$
-0,02	-0,542	$-2,71 \cdot 10^{-6}$	-0,493	$-27,1 \cdot 10^{-6}$
-0,01	-0,323	$-1,61 \cdot 10^{-6}$	-0,29	$-15,9 \cdot 10^{-6}$
0	0	0	0	0
0,025	1,65	$8,25 \cdot 10^{-6}$	1,36	$74,8 \cdot 10^{-6}$
0,05	6	$30 \cdot 10^{-6}$	4,55	$250 \cdot 10^{-6}$
0,075	17,6	$88 \cdot 10^{-6}$	12,2	$671 \cdot 10^{-6}$
0,1	48	$240 \cdot 10^{-6}$	30	$1,65 \cdot 10^{-3}$
0,125	130	$650 \cdot 10^{-6}$	73	$4,01 \cdot 10^{-3}$
0,15	350	$1,75 \cdot 10^{-3}$	172	$9,45 \cdot 10^{-3}$
0,175	900	$4,5 \cdot 10^{-3}$	400	$22 \cdot 10^{-3}$
0,2	2200	$11 \cdot 10^{-3}$	950	$52,2 \cdot 10^{-3}$

Le curve corrispondenti sono riportate in fig. 4.

Dalla costruzione della retta di carico che interseca gli assi nei punti $V_{AK} = E_A = 1,5 \text{ V}$ e $I_A = E_A/R = 1,5/200 = 7,5 \text{ mA}$, si legge:

per $T = 25^\circ\text{C}$:

$$I_{AO} = 6,55 \text{ mA} \quad ; \quad V_{AKO} = 0,18 \text{ V}$$

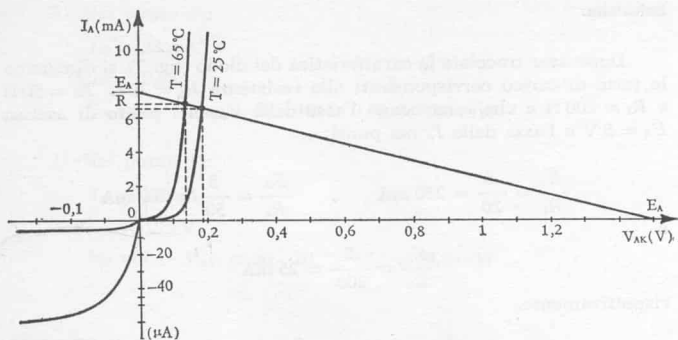


Figura 4.

per $T = 65^\circ \text{C}$:

$$I_{AO} = 6,82 \text{ mA} \quad ; \quad V_{AKO} = 0,14 \text{ V}$$

Si noti che le V_{AK} sono tensioni molto piccole e che nel caso che $V_{AK} \ll E_A$, approssimativamente è:

$$I_{AO} = E_A/R$$

ESERCIZIO N. 2.

Mediante misure su un diodo al silicio sono stati ricavati i seguenti punti di funzionamento:

$V_{AK} \text{ (V)}$	0	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1
$I_A \text{ (mA)}$	0	0	10	40	100	200	300

In serie al diodo vengono poste una batteria di f.e.m. $E_A = 5 \text{ V}$ e una resistenza R . Si trovino la corrente I_A che passa nel diodo e la potenza P_d dissipata in esso quando la resistenza R assume i seguenti valori: 20Ω , 50Ω e 200Ω .

Soluzione:

Dopo aver tracciata la caratteristica del diodo (fig. 5), si disegnano le rette di carico corrispondenti alle resistenze $R_1 = 20 \Omega$, $R_2 = 50 \Omega$ e $R_3 = 200 \Omega$ e che intersecano l'asse delle V_{AK} nel punto di ascissa $E_A = 5 \text{ V}$ e l'asse delle I_A nei punti:

$$\frac{E_A}{R_1} = \frac{5}{20} = 250 \text{ mA} \quad , \quad \frac{E_A}{R_2} = \frac{5}{50} = 100 \text{ mA}$$

e

$$\frac{E_A}{R_3} = \frac{5}{200} = 25 \text{ mA}$$

rispettivamente.

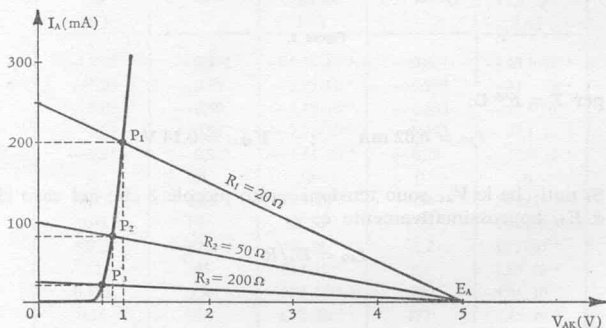


Figura 5.

I punti di funzionamento del diodo sono quelli d'incontro delle rette di carico con la caratteristica, indicati con P_1 , P_2 e P_3 . Per la potenza P_d dissipata nel diodo, si ha:

- 1) Nel punto P_1 :

$$I_{A1} = 200 \text{ mA}$$

$$V_{AK1} = 1 \text{ V}$$

$$P_{d1} = I_{A1} \cdot V_{AK1} = 200 \cdot 10^{-3} \cdot 1 = 0,2 \text{ W}.$$

2) Nel punto P_2 :

$$I_{A2} = 83 \text{ mA}$$

$$V_{AK2} = 0,85$$

$$P_{d2} = I_{A2} \cdot V_{AK2} = 83 \cdot 10^{-3} \cdot 0,85 = 70,5 \text{ mW}$$

3) Nel punto P_3 :

$$I_{A3} = 20 \text{ mA}$$

$$V_{AK3} = 0,74 \text{ V}$$

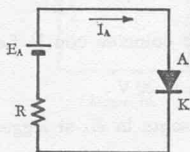
$$P_{d3} = I_{A3} \cdot V_{AK3} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,74 = 14,8 \text{ mW}$$

ESERCIZIO N. 3.

Nel circuito di fig. 6 si determini il potenziale dell'anodo:

- 1) Quando il catodo è a massa.
- 2) Quando il morsetto negativo della batteria è a massa.

Infine trovare la nuova E_A' che occorre mettere nel circuito affinché la potenza dissipata sulla resistenza si dimezzi.



$$E_A = 20 \text{ V}$$

$$R = 100 \, \Omega$$

Figura 6.

Soluzione:

- (a) Si traccia la retta di carico e si determina la tensione V_{AK} . Poiché il punto d'incontro della retta di carico con l'asse delle ascisse esce dal disegno, si può tracciare prima una retta

per una E_A minore ($E_A = 2$ V), poi dal punto sull'asse delle ordinate corrispondente a $I_A = E_A/R = 20/100 = 200$ mA (fig. 7) si tira la parallela ad essa. Si tratta infatti di due parallele essendo il coefficiente angolare $1/R$ uguale per ambedue.

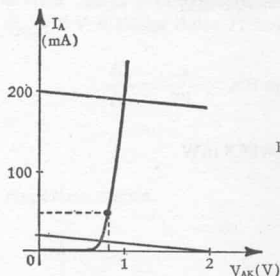


Figura 7.

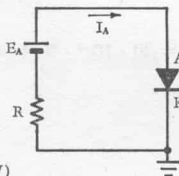


Figura 8.

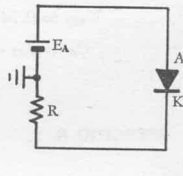


Figura 9.

Si ottiene dunque dalla fig. 7:

$$V_{AK} = 1 \text{ V}$$

1) Poiché il catodo è a massa (fig. 8) è:

$$V_A = 1 \text{ V}$$

2) Il potenziale dell'anodo coincide con la f.e.m. di batteria (fig. 9):

$$V_A = E_A = 20 \text{ V}.$$

(b) Quando nel circuito è presente la E_A si legge (fig. 7):

$$I_A = 190 \text{ mA};$$

nella resistenza R si dissipa una potenza:

$$P_R = RI_A^2 = 100 \cdot 0,19^2 = 3,61 \text{ W}.$$

Affinché sia:

$$P_R' = \frac{P_R}{2}$$

dovrà essere:

$$I'_A = \frac{1}{\sqrt{2}} I_A = \frac{190 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 134,4$$

In corrispondenza di tale corrente è $V'_{AK} \cong 0,9$ V (fig. 7), quindi applicando il secondo principio di Kirchhoff al circuito:

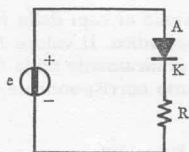
$$E'_A = RI'_A + V'_{AK}$$

$$E'_A = 100 \cdot 134,4 \cdot 10^{-3} + 0,9 = 14,34$$
 V

ESERCIZIO N. 4.

Si abbia la serie di un diodo, una resistenza e una f.e.m. alternativa (fig. 10).

1. Si determini graficamente l'andamento della corrente, il suo valore massimo e la caduta di tensione massima sul diodo.
- 2) La tensione ai capi della resistenza per $\omega t = 140^\circ$.



$$e = E_M \sin \omega t = 5 \sin \omega t$$

$$R = 20 \Omega$$

Figura 10.

Soluzione:

- 1) Si riporta la f.e.m. in funzione del tempo sotto la caratteristica del diodo come in fig. 11. Poi per punti si trova la corrente, tracciando tante rette di carico (tutte parallele) quanti sono i valori istantanei della f.e.m. che si considerano.

La corrente fluisce per un semiperiodo. Il suo valore massimo dal disegno è $I_{A \max} = 200$ mA e in corrispondenza è $V_{AK \max} = 1$ V.

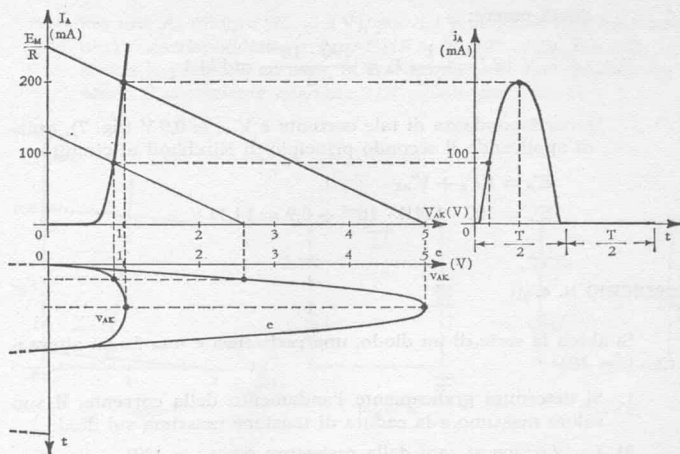


Figura 11.

- 2) Poiché è $v_R = R \cdot i_A$, la tensione ai capi della resistenza ha la stessa forma della corrente anodica. Il valore I_A in corrispondenza di $\omega t = 140^\circ$ si trova graficamente dalla fig. 10, notando che se si indica con t' l'istante corrispondente, deve valere la relazione:

$$\frac{T}{2} : t' = 180^\circ : 140^\circ,$$

da cui:

$$t' = \frac{140^\circ T}{2 \cdot 180^\circ} = 0,78 \frac{T}{2}.$$

Sul diagramma di fig. 11 in corrispondenza di $t' = 0,78 \frac{T}{2}$ si legge:

$$I_A \cong 120 \text{ mA}$$

e quindi:

$$V_R = R \cdot I_A = 20 \cdot 0,12 = 2,4 \text{ V}$$

Lo stesso valore si può trovare ripetendo la costruzione grafica per il valore $e = 5 \sin 140^\circ = 3,2$, tracciando la corrispondente retta di carico e calcolando la differenza:

$$V_R = E - V_{AK} = 3,2 - 0,8 = 2,4 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 5.

Dato il circuito di fig. 12 in cui si fa uso di un diodo al germanio avente una corrente inversa di saturazione $I_S = 4 \mu\text{A}$ alla temperatura di 25°C , dopo aver verificato che la resistenza differenziale r_a del diodo è trascurabile, calcolare i valori massimo $V_{\max}$ e minimo $V_{\min}$ della tensione ai capi della resistenza R .

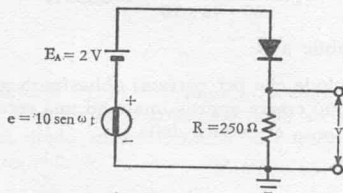


Figura 12.

Soluzione:

Poiché la caduta di tensione ai capi del diodo è di solito molto piccola ($0,2 \div 0,3 \text{ V}$), in prima approssimazione la corrente nel circuito può essere calcolata, considerando il diodo un corto circuito. In tal caso, la corrente massima è:

$$I_M = \frac{E_A + E_M}{R} = \frac{12}{250} = 48 \text{ mA}$$

La resistenza differenziale anodica r_a nell'intorno del punto di funzionamento può essere calcolata dalla relazione:

$$I_A = I_S (e^{\frac{q}{kT} V_{AK}} - 1). \quad (1)$$

Derivando rispetto a V_{AK} , si ha:

$$\frac{dI_A}{dV_{AK}} = \frac{q}{KT^*} I_S e^{\frac{q}{KT^*} V_{AK}} \cong \frac{q}{KT^*} I_A \quad (2)$$

essendo per tensioni non troppo vicine a zero:

$$I_A \cong I_S e^{\frac{q}{KT^*} V_{AK}}$$

dalla (2) si ricava:

$$r_a = \frac{dV_{AK}}{dI_A} = \frac{KT^*}{qI_A} = \frac{1}{39 I_A} \text{ alla temperatura di } 25^\circ\text{C}.$$

Nel caso in esame è:

$$r_a = \frac{1}{39 \cdot 48 \cdot 10^{-3}} = 0,535 \Omega$$

del tutto trascurabile a R .

Da ciò si conclude che per correnti abbastanza grandi la caratteristica del diodo può essere approssimata ad una retta verticale come in fig. 13 in cui $V_{AK \max}$ si deduce dalla (1).

Infatti è:

$$I_A \cong I_S e^{\frac{q}{KT^*} V_{AK}}$$

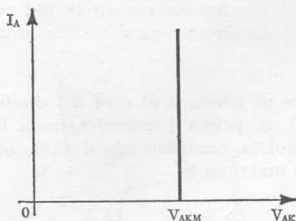


Figura 13.

e quindi:

$$V_{AK} = \frac{KT^*}{q} \lg_n \frac{I_A}{I_S}.$$

Nel caso in esame, essendo $I_A \cong I_M = 48 \text{ mA}$, si ha:

$$V_{AKM} = \frac{1}{39} \lg_n \frac{48 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{39} \lg_n 12 \cdot 10^3 \cong 0,24 \text{ V}$$

Risulta allora:

$$V_{\max} = E_A + E_M - V_{AKM} = 12 - 0,24 = 11,76 \text{ V}.$$

La tensione minima di uscita si ha in corrispondenza della massima tensione V_{iM} inversa applicata che risulta essere:

$$V_{iM} = E_A - E_M = 2 - 10 = -8 \text{ V}.$$

Poiché in pratica per tensioni superiori al volt, la corrente inversa del diodo ha raggiunto il valore di saturazione I_S , si ha:

$$V_{\min} = -I_S R = -4 \cdot 10^{-6} \cdot 250 = -1 \text{ mV}$$

ESERCIZIO N. 6.

Dato il circuito di fig. 14 determinare l'andamento della corrente e in particolare l'angolo di circolazione della stessa supponendo la caratteristica del diodo schematizzabile, per valori positivi di V_{AK} , con una f.e.m. $E_B = 0,7 \text{ V}$ in serie con una $r_a = 0,8 \Omega$.

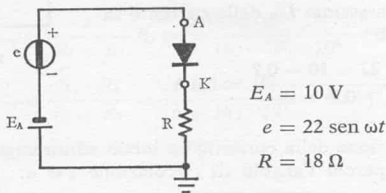


Figura 14.

Soluzione:

Negli istanti in cui la tensione ai capi del diodo è positiva e maggiore di $0,7 \text{ V}$, il diodo si comporta come una resistenza di valore costante pari a $r_a = 0,8 \Omega$.

La f.e.m. complessiva agente nel circuito è:

$$e_t = e - E_A = (22 \sin \omega t - 10) \text{ V}$$

Il diodo conduce per $e_t > 0,7 \text{ V}$ cioè quando l'angolo ha raggiunto il valore φ tale che:

$$22 \sin \varphi - 10 = 0,7$$

da cui:

$$\sin \varphi = \frac{10,7}{22} \quad ; \quad \varphi \cong 29^\circ$$

Quando il diodo conduce vale il circuito di fig. 15.

Si ha allora:

$$i_A = \frac{22 \sin \omega t - 10 - 0,7}{(0,8 + 18)}$$

$$(\text{per } 29^\circ < \omega t < 151^\circ)$$

Il valore massimo I_{AM} della corrente sarà per $\omega t = 90^\circ$:

$$I_{AM} = \frac{22 - 10 - 0,7}{0,8 + 18} = 0,6 \text{ A}.$$

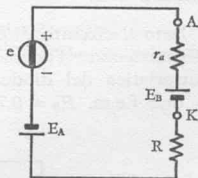


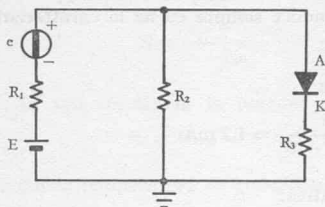
Figura 15.

La circolazione della corrente ha inizio ad un angolo di 29° e termina a 151° , perciò l'angolo di circolazione 2Θ è:

$$2\Theta = 180^\circ - 2 \cdot 29^\circ = 122^\circ.$$

ESERCIZIO N. 7.

Nel circuito di fig. 16 si trovi il valore della corrente che scorre nel diodo, supposto che questo abbia una caratteristica ideale con $V_s = 0,6 \text{ V}$ e r_a trascurabile.



$$e = 0,48 \sin \omega t$$

$$E = 12 \text{ V}$$

$$R_1 = 6 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 18 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Figura 16.

Soluzione:

Applicando il teorema di Thèvenin fra l'anodo del diodo e massa, si ha:

per la componente continua:

$$E_{eq} = \frac{E}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{12 \cdot 18 \cdot 10^3}{(6 + 18) \cdot 10^3} = 9 \text{ V}$$

per la componente alternativa:

$$e_{eq} = \frac{e}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{0,48 \sin \omega t \cdot 18 \cdot 10^3}{(6 + 18) \cdot 10^3} = 0,36 \sin \omega t$$

$$R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{6 \cdot 18 \cdot 10^3}{(6 + 18) \cdot 10^3} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

Il circuito si presenta come in fig. 17.

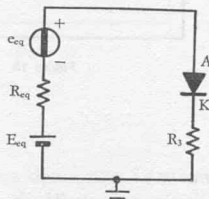


Figura 17.

Poiché è possibile applicare il teorema della sovrapposizione degli effetti, dato che il diodo conduce sempre ed ha la caratteristica ideale, si ha:

per la componente continua:

$$I = \frac{E_{eq} - V_S}{R_{eq} + R_3} = \frac{9 - 0,6}{(4,5 + 2,5) \cdot 10^3} = 1,2 \text{ mA}$$

e per la componente alternativa:

$$i = \frac{e_{eq}}{R_{eq} + R_3} = \frac{0,36 \text{ sen } \omega t}{(4,5 + 2,5) \cdot 10^3} \cong 0,051 \cdot 10^{-3} \text{ sen } \omega t$$

da cui si deduce la corrente totale i_t :

$$i_t = I + i = 1,2 + 0,051 \text{ sen } \omega t \text{ [mA]}$$

ESERCIZIO N. 8.

Nel circuito di fig. 18 è impiegato un diodo al silicio avente una resistenza termica $\Theta = 400^\circ\text{C/W}$. Fissando il punto di funzionamento del diodo ai valori: $V_{AKO} = 1 \text{ V}$; $I_{AO} = 200 \text{ mA}$, si determini il valore della resistenza R e la temperatura di giunzione, supponendo che la temperatura ambiente sia $T_a = 25^\circ\text{C}$.

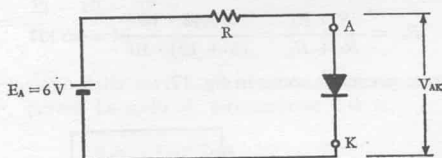


Figura 18.

Soluzione:

Dalla relazione:

$$E_A = RI_{AO} + V_{AKO}$$

si ricava:

$$R = \frac{E_A - V_{AKO}}{I_{AO}} = \frac{6 - 1}{200 \cdot 10^{-3}} = 25 \, \Omega.$$

In tali condizioni la potenza dissipata dal diodo risulta:

$$P_d = V_{AKO} \cdot I_{AO} = 1 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 0,2 \, \text{W}$$

per cui la temperatura di giunzione vale:

$$T_i = \Theta P_d + T_a = 400 \cdot 0,2 + 25 = 105 \, ^\circ\text{C}$$

ESERCIZIO N. 9.

Nel circuito di fig. 19 è impiegato un diodo Zener che funziona con una tensione $V_Z = 5,6 \, \text{V}$ e una corrente $I_Z = 450 \, \text{mA}$ e nell'intorno di tale punto la resistenza differenziale del diodo risulta di $0,8 \, \Omega$.

Si calcolino:

- 1) La resistenza R da inserire nel circuito.
- 2) La variazione percentuale di tensione ai capi del diodo quando la tensione E_A aumenta del 10 %.

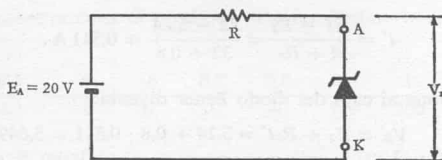


Figura 19.

Soluzione:

Il diodo Zener si comporta come una f.e.m. E_Z con in serie una resistenza R_Z , che nella zona di funzionamento indicata vale $0,8 \, \Omega$.

Il circuito di fig. 19 si comporta quindi come quello di fig. 20.

Essendo $V_Z = 5,6 \text{ V}$ si ha:

$$R = \frac{E_A - V_Z}{I} = \frac{20 - 5,6}{450 \cdot 10^{-3}} = 32 \, \Omega$$

mentre E_Z vale:

$$E_Z = V_Z - R_Z I = 5,6 - 0,8 \cdot 450 \cdot 10^{-3} = 5,24 \text{ V}$$

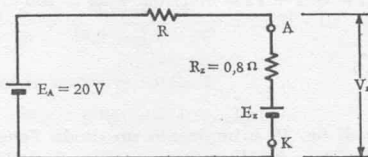


Figura 20.

2) Quando E_A aumenta del 10 %, il suo valore diventa:

$$E_A' = 1,1 E_A = 22 \text{ V}$$

cui corrisponde un valore di corrente:

$$I' = \frac{E_A' - E_Z}{R + R_Z} = \frac{22 - 5,24}{32 + 0,8} = 0,511 \text{ A}.$$

La tensione ai capi del diodo Zener diventa:

$$V_Z' = E_Z + R_Z I' = 5,24 + 0,8 \cdot 0,511 = 5,649 \text{ V}$$

e il suo aumento percentuale vale:

$$\Delta V_Z \% = \frac{V_Z' - V_Z}{V_Z} \cdot 100 = \frac{5,649 - 5,6}{5,6} \cdot 100 \cong 0,87 \%$$

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Un diodo al germanio avente una corrente inversa di saturazione $I_S = 4 \mu\text{A}$ alla temperatura di 10°C è posto in serie ad una f.e.m. continua $E_A = 15 \text{ V}$ e ad una resistenza $R = 1,5 \text{ k}\Omega$. La corrente inversa di saturazione varia con la legge $I_S = I_{S0}e^{0,056(t-t_0)}$, essendo I_{S0} il valore della corrente inversa alla temperatura t_0 .

Si trovino la corrente I_A che scorre nel circuito e la tensione V_{AK} ai capi del diodo per le temperature $t_1 = 25^\circ\text{C}$ e $t_2 = 45^\circ\text{C}$.

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } I_{A1} &\cong 9,88 \text{ mA; } V_{AK1} \cong 0,18 \text{ V;} \\ I_{A2} &\cong 9,9 \text{ mA; } V_{AK2} \cong 0,15 \text{ V)} \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 2.

Per la caratteristica di un diodo si sono rivelate le seguenti coppie di valori:

$V_{AK} [\text{V}]$	0	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1
$I_A [\text{mA}]$	0	0	10	40	100	200	300

Esso viene montato in serie con una resistenza R e una batteria di f.e.m. $E_A = 5 \text{ V}$.

Si determinino I_A , V_{AK} e la potenza dissipata sul diodo quando R assume i valori: 100Ω , 50Ω , 20Ω .

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } &40 \text{ mA} \quad 0,8 \text{ V} \quad 32 \text{ mW;} \\ &82 \text{ mA} \quad 0,88 \text{ V} \quad 72 \text{ mW;} \\ &200 \text{ mA} \quad 1 \text{ V} \quad 0,2 \text{ W)} \end{aligned}$$

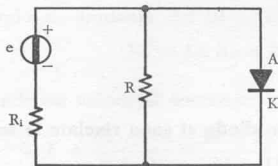
ESERCIZIO N. 3.

Un diodo al silicio ha una caratteristica uguale a quella dell'esercizio N. 2. In serie ad esso è connesso un resistore R di $31\ \Omega$, una batteria di f.e.m. 4 V e un generatore di f.e.m. sinusoidale che fornisce una tensione di 2 V_{pp} . Calcolare la resistenza differenziale del diodo r_a nell'intorno del punto di funzionamento e la corrente totale i_{At} in funzione del tempo.

[Risposta: $r_a \cong 1\ \Omega$ $i_{At} = 100 + 31,2 \sin \omega t$ (mA)]

ESERCIZIO N. 4.

Supponendo il comportamento del diodo ideale con $V_s = 0,7\text{ V}$ e $r_a = 0$, nel circuito di fig. 21 si calcoli il valore della resistenza R_i affinché il rapporto tra la massima tensione positiva e quella massima negativa ai capi del diodo sia $0,35$.



$$R = 2\text{ k}\Omega$$

$$e = 20 \cos \omega t$$

Figura 21.

(Risposta: $R_i = 18\text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 5.

Nel circuito di fig. 22, supponendo che la caratteristica del diodo sia stilizzata con $V_s = 0,7\text{ V}$ e $r_a = 0,9\ \Omega$, si calcoli l'angolo di circolazione 2θ della corrente e il valore massimo I_{AM} raggiunto dalla stessa. Volendo triplicare il valore massimo della corrente, determinare il nuovo valore della tensione di batteria E_A' .

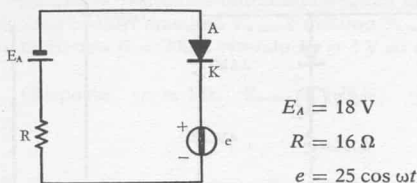


Figura 22.

(Risposta: $2\theta = 83^\circ$; $I_{AM} = 0,37 \text{ A}$; $E_A' = 5,84 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 6.

Nel circuito di fig. 23 i diodi abbiano una caratteristica ideale con una $R_{eq} = 0$ quando conducono ed una resistenza infinita quando è applicata la tensione inversa. Si calcoli l'andamento della corrente che scorre in R e l'angolo di circolazione della corrente nel diodo 2, sapendo che $E_A = 10 \text{ V}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $e = \sin \omega t$.

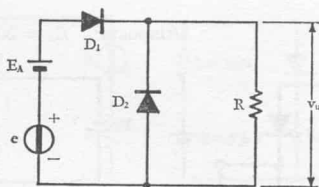


Figura 23.

(Risposta: $i_R = (10 + \sin \omega t) \text{ mA}$; $\theta = 0^\circ$)

ESERCIZIO N. 7.

Nel circuito di fig. 24 si determini la corrente che scorre nel diodo avente la caratteristica stilizzata riportata in fig. 25.

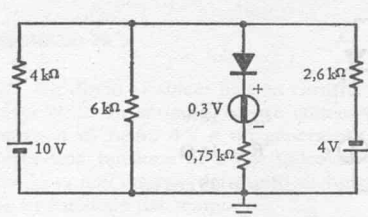


Figura 24.

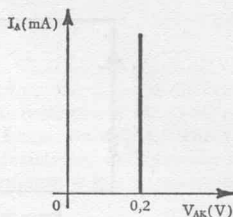


Figura 25.

(Risposta: $i = 0,5 - 0,15 \sin \omega t$ [mA])

ESERCIZIO N. 8.

Nel circuito di fig. 26 il diodo alla temperatura $T = 25^\circ\text{C}$ ha una corrente inversa di saturazione $I_s = 5\mu\text{A}$. La f.e.m. alternativa vale $e = 10 \sin \omega t$ [V], mentre la componente continua della corrente I_{AO} è di 10 mA e quella alternativa i_A è $5 \cdot 10^{-3} \sin \omega t$ [A].

Si trovino E_A e la resistenza R .

(Risposta: $E_A = 20,2$ V; $R \cong 2$ kΩ)

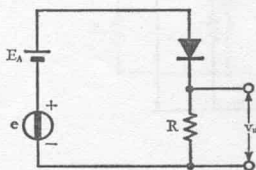


Figura 26.

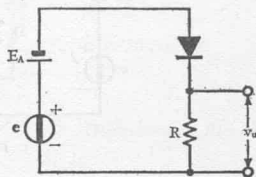


Figura 27.

ESERCIZIO N. 9.

Nel circuito di fig. 27 il diodo usato è al germanio ed ha una corrente inversa di saturazione $I_s = 5\mu\text{A}$ alla temperatura di 25°C .

Si verifichi che la resistenza differenziale r_a del diodo è trascurabile e si calcolino i valori massimo $V_{u \max}$ e minimo $V_{u \min}$ della tensione ai capi della resistenza $R = 200 \Omega$ essendo $E_A = 3 \text{ V}$ ed $e = 8 \sin \omega t \text{ (V)}$.

(Risposta: $r_a \cong 1 \Omega$; $V_{u \max} = 4,78 \text{ V}$; $V_{u \min} = -1 \text{ mV}$)

ESERCIZIO N. 10.

Del circuito in fig. 28 si conoscono: $E_A = 10 \text{ V}$, $e = 8 \sin \omega t$, $R_1 = 300 \Omega$, $R_2 = 500 \Omega$ e infine $R_3 = 700 \Omega$.

Il diodo è al germanio e presenta una corrente inversa di saturazione $I_S = 5 \mu\text{A}$ alla temperatura $T = 25^\circ\text{C}$, mentre in conduzione può essere considerato come una controbatteria di valore costante $V_{AKO} = 0,2 \text{ V}$.

Si calcoli il valore della corrente che attraversa il diodo nel caso reale e nel caso ideale (in cui cioè il diodo è un corto circuito per tensioni dirette e una resistenza infinita per tensioni inverse).

(Risposta: $i = [9,62 + 3,38 \sin \omega t] \text{ mA}$; $i' = [9,85 + 3,38 \sin \omega t] \text{ mA}$)

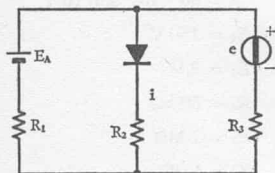


Figura 28.

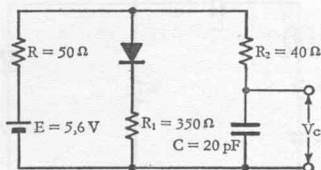


Figura 29.

ESERCIZIO N. 11.

Nel circuito di fig. 29 si trovi a regime la tensione ai capi del condensatore considerando che la caduta ai capi del diodo sia di $0,2 \text{ V}$.

(Risposta: $V_C \cong 5 \text{ V}$)

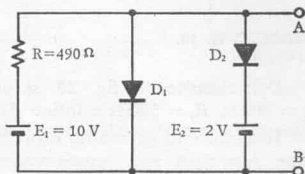
ESERCIZIO N. 12.

Nel circuito di fig. 30 trovare la tensione V_{AB} e le correnti I_1 e I_2 nei due diodi, ponendo la caduta ai loro capi, in conduzione, pari a 0,2 V.

(Risposta:

$$V_{AB} = 0,2 \text{ V}; \quad I_1 = 20 \text{ mA}; \quad I_2 = 0)$$

Figura 30.

**ESERCIZIO N. 13.**

Nel circuito di fig. 31 si determini il valore della tensione ai capi del diodo.

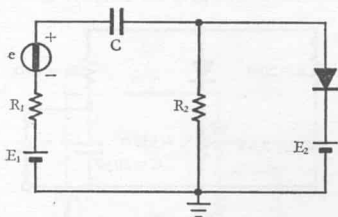


Figura 31.

$$e = 60 \cdot 10^{-3} \sin 10^4 t$$

$$E_1 = 150 \text{ V}$$

$$E_2 = 2 \text{ V}$$

$$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

(Risposta: $v_{AK} = -2 + 57 \cdot 10^{-3} \sin 10^4 t$)

ESERCIZIO N. 14.

Un circuito è costituito dalla serie di una f.e.m. $E_A = 10 \text{ V}$, una resistenza R ed un diodo al silicio polarizzato direttamente. La resistenza termica del diodo è $\theta = 300 \text{ }^\circ\text{C/W}$ e la temperatura ambiente

$T_a = 25^\circ$. Desiderando che la temperatura di giunzione T_j non superi i 100°C si calcolino la potenza P_d dissipata nel diodo e la resistenza R sapendo che la batteria eroga una potenza di 3 W.

(Risposta: $P_d = 0,25\text{ W}$; $R \cong 30,6\ \Omega$)

ESERCIZIO N. 15.

Un diodo Zener funziona con una tensione $V_z = 9\text{ V}$ ed una corrente $I_z = 600\text{ mA}$ e nell'intorno di tale punto la sua resistenza differenziale vale $0,8\ \Omega$.

Si calcolino:

- 1) La variazione percentuale del valore della f.e.m. E_A applicata quando la variazione percentuale di tensione ai capi del diodo raggiunge lo 0,8 % e la resistenza posta in serie al diodo è $R = 40\ \Omega$.
- 2) Il valore della resistenza R affinché la variazione percentuale di tensione ai capi del diodo sia 0,6 % quando l'alimentazione E_A aumenta del 10 %.

(Risposta: $\Delta E_A \% = 11,2\ %$; $R \cong 113\ \Omega$)

CAPITOLO TERZO

CIRCUITI CON TRANSISTORI

Generalità.

a) Simbologia.

Si stabiliscono i seguenti simboli per le tensioni, correnti e parametri caratteristici dei *transistori*:

E_C f.e.m. della batteria di polarizzazione del collettore.

E_B f.e.m. della batteria di polarizzazione di base.

E_E f.e.m. della batteria di polarizzazione di emettitore.

V_{CE} tensione collettore-emettitore.

V_C tensione collettore-massa.

V_{CB} tensione collettore-base.

V_{BE} tensione base-emettitore.

V_B tensione base-massa.

V_{EB} tensione emettitore-base.

V_{EC} tensione emettitore-collettore.

V_E tensione emettitore-massa.

I_C corrente di collettore.

I_B corrente di base.

I_E corrente di emettitore.

I_{CBO} corrente inversa collettore-base (ad emettitore aperto).

P_{BE}	potenza assorbita dal circuito di base.
P_{CE}	potenza assorbita fra collettore ed emettitore (emettitore comune).
P_{EB}	potenza assorbita fra emettitore e base (base comune).
P_{CB}	potenza assorbita fra collettore e base (base comune).
P_{BC}	potenza assorbita fra base e collettore (collettore comune).
P_{EC}	potenza assorbita fra emettitore e collettore (collettore comune).
P_i	potenza alternativa d'ingresso al transistor.
P_u	potenza alternativa di uscita (assorbita dall'utilizzatore).
r_e	resistenza differenziale di emettitore.
r_b	resistenza differenziale di base.
r_c	resistenza differenziale di collettore.
α	coefficiente di amplificazione di corrente (a base comune). $E' : \alpha = \frac{dI_c}{dI_E}$
β	coefficiente di amplificazione di corrente (a base comune). $E' : \beta = \frac{dI_c}{dI_B}$
$h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}$. .	parametri ibridi del transistor collegato ad emettitore comune.
$h_{ib}, h_{rb}, h_{fb}, h_{ob}$. .	parametri ibridi del transistor collegato a base comune.
$h_{ic}, h_{rc}, h_{fc}, h_{oc}$. .	parametri ibridi del transistor collegato a base comune.
R_B	resistenza di polarizzazione di base.
R_E	resistenza in serie all'emettitore.
R_C, Z_C	resistenza o impedenza di carico.
θ	resistenza termica del transistor.

b) Transistori.

Valgono le equazioni fondamentali:

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO}$$

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$$

Il punto di funzionamento a riposo si determina per via grafica dalle caratteristiche di collettore (intersezione della retta di carico con la caratteristica corrispondente alla I_{BO} che si considera) dopo aver determinato la corrente di base a riposo I_{BO} dalle caratteristiche d'ingresso del transistorore.

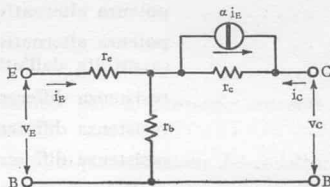


Figura 1.

c) Circuito differenziale.

Considerando il transistorore alle basse frequenze, si può introdurre il circuito equivalente a T che fa uso dei parametri r_e , r_b , r_c e α e quello a parametri ibridi (h_i ; h_r ; h_f e h_o).

In fig. 1 è rappresentato il circuito equivalente a T nel caso che il transistorore sia collegato a base comune e in fig. 2 quello a parametri ibridi, valido per qualsiasi tipo di collegamento.

E da notare che i parametri differenziali dei transistorori variano con il punto di funzionamento.

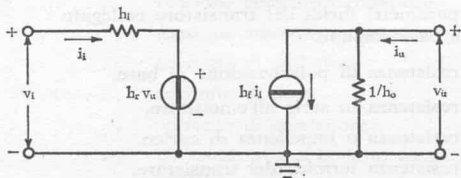


Figura 2.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Dato il transistor, le cui caratteristiche sono riportate in fig. 3, collegato a base comune (fig. 4), sapendo che la tensione collettore-base V_{CB} è di 2,4 V, che la corrente di base I_B è di $60 \mu\text{A}$, supponendo trascurabile la corrente inversa della giunzione collettore-base I_{CBO} , calcolare la corrente di collettore I_C , quella di emittore I_E , la potenza P_{EB} dissipata nella giunzione emettitore-base e quella P_{CB} nella giunzione collettore-base.

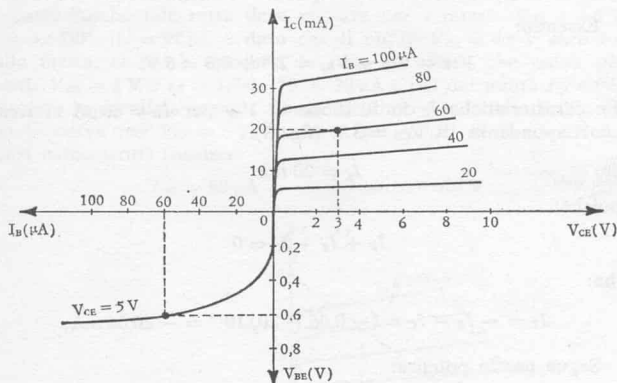


Figura 3.

Soluzione:

Poiché le caratteristiche di fig. 3, si riferiscono al collegamento ad emettitore comune, si può procedere nel seguente modo:

Dalla caratteristica I_B in funzione di V_{BE} per $V_{CE} = 5 \text{ V}$ (fig. 3), si ricava in corrispondenza di $I_B = 60 \mu\text{A}$: $V_{BE} \cong 0,6 \text{ V}$.

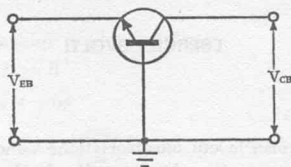


Figura 4.

(Si noti che la caratteristica in questione varia di poco al variare di V_{CE} per valori di V_{CE} superiori al volt).

Essendo:

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = 2,4 + 0,6 = 3 \text{ V}$$

dalle caratteristiche I_C in funzione di V_{CE} per $I_B = 60 \mu\text{A}$ si ricava in corrispondenza di $V_{CE} = 3 \text{ V}$ (fig. 3):

$$I_C = 20 \text{ mA}$$

e poiché:

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

si ha:

$$I_E = -I_B - I_C = (-0,06 - 20) \cdot 10^{-3} = -20,06 \text{ mA}$$

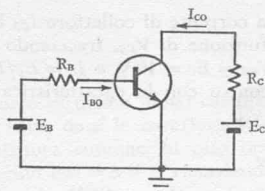
Segue per le potenze:

$$P_{EB} = V_{EB} \cdot I_E = 0,6 \cdot 20,06 \cdot 10^{-3} = 12,036 \text{ mW}$$

$$P_{CB} = V_{CB} \cdot I_C = 2,4 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 48 \text{ mW}.$$

ESERCIZIO N. 2.

Dato il circuito di fig. 5, che impiega un transistor avente le caratteristiche di fig. 3, trovare il punto di funzionamento a riposo e la potenza erogata dalle batterie di f.e.m. E_B ed E_C .



$$E_B = 4,6 \text{ V}$$

$$R_B = 50 \text{ k}\Omega$$

$$E_C = 10 \text{ V}$$

$$R_C = 250 \Omega$$

Figura 5.

Soluzione:

Dalle caratteristiche riportate in fig. 6, si trova in primo luogo la corrente di base I_B , tracciando la retta di carico relativa al circuito di base. Poiché tale retta deve passare per i punti: $V_{BE} = 4,6 \text{ V}$ e $I_B = 4,6/50 \cdot 10^3 = 92 \mu\text{A}$ e dato che il punto $V_{BE} = 4,6 \text{ V}$ esce fuori dalla figura, si potrà tracciare la retta di carico che passa per i punti: $V_{BE} = 1 \text{ V}$ e $I_B = 1/50 \cdot 10^3 = 20 \mu\text{A}$ e poi dal punto $I_B = 92 \mu\text{A}$ tracciare la parallela a quest'ultima. Il punto d'incontro di tale retta con la curva per $V_{CE} = 5 \text{ V}$ (le curve per valori di $V_{CE} > 1 \text{ V}$ sono quasi coincidenti) fornisce:

$$I_{B0} = 80 \mu\text{A} \quad ; \quad V_{BE0} = 0,628 \text{ V}$$

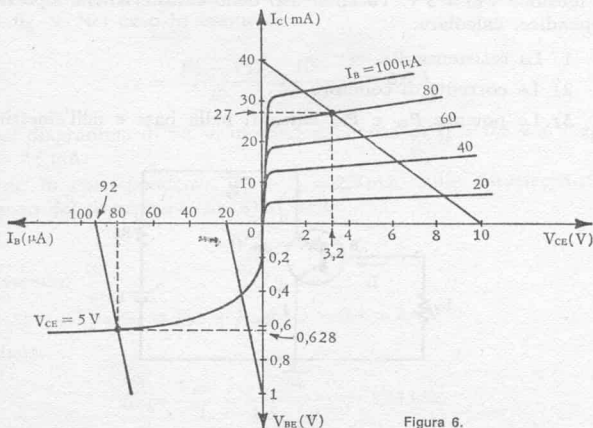


Figura 6.

Per la determinazione della corrente di collettore I_{CO} basta ricorrere alle caratteristiche I_C in funzione di V_{CE} , tracciando la retta di carico che passa per i punti $V_{CE} = E_C = 10 \text{ V}$ e $I_C = E_C/R_C = 40 \text{ mA}$ e determinando il punto d'incontro con la caratteristica per $I_{BO} = 80 \mu\text{A}$.

Sempre dalla fig. 6 si legge:

$$I_{CO} = 27 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CEO} = 3,2 \text{ V}.$$

La potenza P_B erogata dalla batteria E_B vale:

$$P_B = E_B \cdot I_{BO} = 4,6 \cdot 80 \cdot 10^{-6} = 0,368 \text{ mW}.$$

La potenza P_a erogata dalla batteria E_C risulta:

$$P_a = E_C \cdot I_{CO} = 10 \cdot 27 \cdot 10^{-3} = 0,270 \text{ W}.$$

ESERCIZIO N. 3.

Nel circuito di fig. 7 in cui si impiega un transistor tipo AC188 collegato a collettore comune, sono noti: $E_C = 10 \text{ V}$, $R_C = 11,7 \Omega$ e la tensione $V_{EC} = 3 \text{ V}$. Facendo uso delle caratteristiche riportate in appendice, calcolare:

1. La resistenza R_B .
- 2) La corrente di collettore I_C .
- 3) Le potenze P_{BC} e P_{EC} entranti nella base e nell'emettitore.

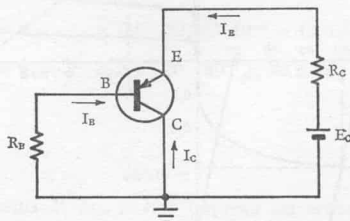


Figura 7.

Soluzione:

1. Occorre in primo luogo calcolare la corrente di base I_B . Poiché sono date le caratteristiche relative al collegamento ad emettitore comune, si può procedere come segue:

Essendo $V_{EC} = 3 \text{ V}$ e ricordando che: $I_E = -(I_B + I_C)$, dalle curve che danno $-I_C$ in funzione di $-V_{CE}$ per $I_B = \text{cost.}$ (fig. 8), per $-V_{CE} = 3 \text{ V}$ possiamo dedurre in corrispondenza di determinati valori di I_B i corrispondenti di I_E . I risultati sono raccolti nella tabella seguente:

$-I_B \text{ (mA)}$	$-I_C \text{ (mA)}$	$I_E \text{ (mA)}$
1	280	281
2	500	502
3	675	678
4	825	829
5	980	985
6	1.080	1.086

I risultati della tabella possono essere riportati nel diagramma di fig. 9. Nel caso in esame è:

$$I_E = \frac{E_C - V_{EC}}{R_C} = \frac{10 - 3}{11,7} \cong 0,6 \text{ A.}$$

Dal diagramma di fig. 9, in corrispondenza di $I_E = 0,6 \text{ A}$ si legge $-I_B = 2,5 \text{ mA}$.

Ora, in corrispondenza di $-I_B = 2,5 \text{ mA}$, sulle caratteristiche d'ingresso del transistor (fig. 8) si legge:

$$-V_{BE} = 0,4 \text{ V.}$$

Essendo:

$$V_{BC} = V_{EC} + V_{BE} = 3 - 0,4 = 2,6 \text{ V}$$

si deduce:

$$R_B = \frac{V_{BC}}{-I_B} = \frac{2,6}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 1,04 \text{ k}\Omega.$$

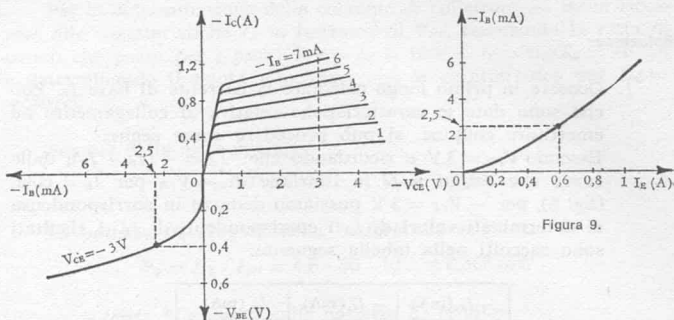


Figura 8.

2) È:

$$I_C = -I_E - I_B = -0,6 + 2,5 \cdot 10^{-3} = -597,5 \text{ mA}$$

3) Per le potenze P_{BC} e P_{CE} si ha:

$$P_{BC} = -V_{BC} \cdot I_B = (-2,6) \cdot (-2,5) \cdot 10^{-3} = 6,5 \text{ mW}$$

$$P_{EC} = V_{EC} \cdot I_E = 3 \cdot 0,6 = 1,8 \text{ W}$$

ESERCIZIO N. 4.

Nel circuito di fig. 10 il transistor usato è un BC 108. Con i valori dati si determinino graficamente le ampiezze della corrente di collettore I_{CM} e della tensione V_{CM} relativa alla resistenza di carico R_C . Si calcoli infine il rapporto tra la potenza alternativa P_c assorbita da R_C e la potenza d'ingresso del transistor P_i .

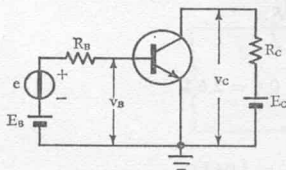


Figura 10.

$$E_B = 3,1 \text{ V}$$

$$e = E_M \cos \omega t = 0,612 \cos \omega t \text{ [V]}$$

$$E_C = 20 \text{ V}$$

$$R_B = 298 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 6,67 \text{ k}\Omega$$

Soluzione:

- 1) Sulle caratteristiche d'ingresso si costruisce la retta di carico passante per $V_{BE} = E_B$ e $I_B = E_B/R_B$ e le due rette di carico estreme per $V_{BE} = E_B + E_M$ e $V_{BE} = E_B - E_M$. Poiché il tratto di caratteristica interessato è pressoché rettilineo, si può ritenere che i valori alternativi della corrente i_B e della tensione V_{BE} siano sinusoidali, di ampiezza, dalla fig. 11:

$$I_{BM} = 2 \mu\text{A} \quad ; \quad V_{BEM} = 0,015 \text{ V}$$

La retta di carico del circuito di collettore passa per i punti:

$$E_C = 20 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \frac{E_C}{R_C} = \frac{20}{6,67 \cdot 10^3} = 3 \text{ mA}$$

e determina per $I_B = I_{BO} = 8 \mu\text{A}$ il punto P_O di coordinate:

$$I_{CO} = 2,1 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CEO} = 6 \text{ V}.$$

Le ampiezze I_{CM} e V_{CEM} al variare di I_B tra $I_B = 10 \mu\text{A}$ e $I_B = 6 \mu\text{A}$ risultano (fig. 12):

$$I_{CM} = \frac{I_{C \max} - I_{C \min}}{2} = \frac{2,6 - 1,6}{2} = 0,5 \text{ mA}$$

$$V_{CEM} = \frac{V_{CE \max} - V_{CE \min}}{2} = \frac{9,3 - 2,6}{2} = 3,35 \text{ V}$$

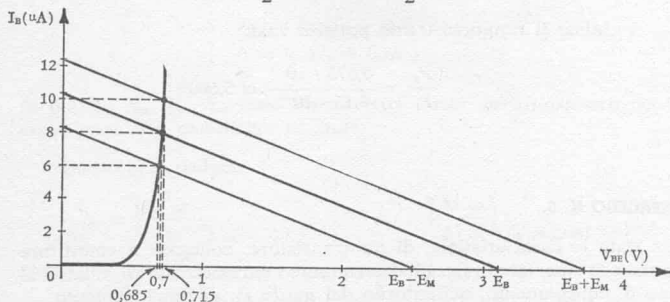


Figura 11.

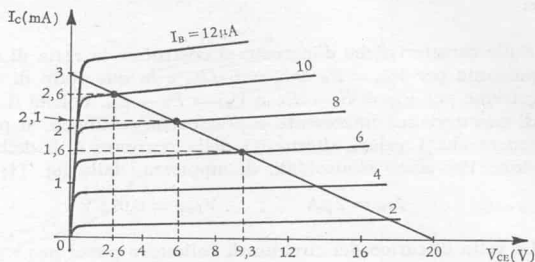


Figura 12.

- 2) La potenza alternativa assorbita dal circuito d'ingresso del transistor è:

$$P_i = \frac{I_{BM} \cdot V_{BEM}}{2} = \frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot 0,15}{2} = 0,15 \mu\text{W}$$

mentre quella del circuito di collettore vale:

$$P_c = \frac{I_{CM} \cdot V_{CEM}}{2} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3,35}{2} = 0,837 \text{ mW}$$

infine il rapporto tra le potenze vale:

$$\frac{P_c}{P_i} = \frac{0,873 \cdot 10^{-3}}{0,15 \cdot 10^{-6}} \cong 5.600$$

ESERCIZIO N. 5.

Date le caratteristiche di un transistor, collegato a emettitore comune, e riportate in fig. 13, determinare i parametri ibridi, relativi al tipo di collegamento, nell'intorno del punto P_o di funzionamento.

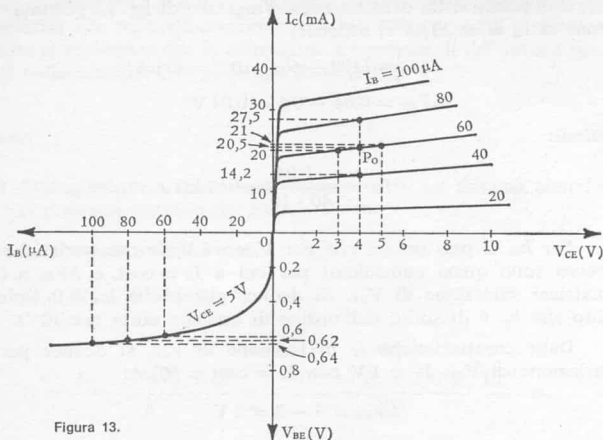


Figura 13.

Soluzione:

Per le variazioni di tensione e di corrente nell'intorno del punto di funzionamento valgono le equazioni:

$$\begin{cases} V_{BE} = h_{ie}\Delta I_B + h_{re}\Delta V_{CE} \\ I_C = h_{fe}\Delta I_B + h_{oe}\Delta V_{CE} \end{cases} \quad (1)$$

in cui h_{ie} , h_{re} , h_{fe} , h_{oe} sono i parametri ibridi del transistor per il collegamento a emettitore comune.

Dalle (1) si deduce:

$$h_{ie} = \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right)_{V_{CE} = \text{cost}} \quad ; \quad h_{re} = \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right)_{I_B = \text{cost}}$$

$$h_{fe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{V_{CE} = \text{cost}} \quad ; \quad h_{oe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right)_{I_B = \text{cost}}$$

Dall'esame della caratteristica d'ingresso di fig. 13 per una variazione di I_B di $\pm 20 \mu\text{A}$ si ottiene:

$$\Delta I_B = (100 - 60) \cdot 10^{-6} = 40 \mu\text{A}$$

$$\Delta V_{BE} = 0,64 - 0,6 = 0,04 \text{ V}$$

quindi:

$$h_{ie} = \frac{0,04}{40 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Per h_{re} si può notare che per $V_{CE} > 1 \text{ V}$, le caratteristiche d'ingresso sono quasi coincidenti per cui a $I_B = \text{cost}$ è $\Delta V_{BE} \cong 0$ per qualsiasi variazione di V_{CE} . Si deduce che anche $h_{re} \cong 0$ (infatti è noto che h_{re} è di solito dell'ordine di qualche unità per 10^{-4}).

Dalle caratteristiche I_C in funzione di V_{CE} , si deduce per una variazione di V_{CE} di $\pm 1 \text{ V}$ con $I_B = \text{cost} = 60 \mu\text{A}$:

$$\Delta V_{CE} = 5 - 3 = 2 \text{ V}$$

$$\Delta I_C = (21 - 20) \cdot 10^{-3} = 1 \text{ mA}$$

quindi:

$$h_{oe} = \frac{10^{-3}}{2} = 0,5 \text{ mA/V}$$

Infine per h_{fe} , per $V_{CE} = \text{cost} = 5 \text{ V}$ e con una variazione di I_B di $\pm 20 \mu\text{A}$:

$$\Delta I_C = (27,5 - 14,2) \cdot 10^{-3} = 13,3 \text{ mA}$$

$$\Delta I_B = (100 - 60) \cdot 10^{-6} = 40 \mu\text{A}$$

da cui:

$$h_{fe} = \frac{13,3 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 332.$$

ESERCIZIO N. 6.

Si dispone di una linea di alimentazione di tensione $E = -25 \text{ V}$ e di un transistor *NPN* che funziona a riposo con $V_{CE0} = 10 \text{ V}$, $V_{BE0} =$

$= 0,7 \text{ V}$, $I_{CO} = 5 \text{ mA}$, $\beta \cong h_{FE} = 200$, $I_{CBO} = 5 \mu\text{A}$. Si disegnano i circuiti relativi alle tre configurazioni possibili *CE*, *CB* e *CC* e si calcolino tutte le resistenze che vi compaiono e i potenziali dei singoli punti. (Nel collegamento C.B. si ponga $R_C = 750 \Omega$).

Soluzione:

- 1) Collegamento a emettitore comune (*CE*). Lo schema elettrico si presenta come in fig. 14a.

La corrente di collettore è:

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$$

da cui:

$$I_B = \frac{I_C - (1 + \beta) I_{CBO}}{\beta} = \frac{5 \cdot 10^{-3} - (1 + 200) 5 \cdot 10^{-6}}{200} \cong \\ = 20 \mu\text{A}$$

La resistenza R_C vale:

$$R_C = \frac{-E - V_{CEO}}{I_{CO}} = \frac{25 - 10}{5 \cdot 10^{-3}} = 3 \text{ k}\Omega$$

Per R_B si ha:

$$R_B = \frac{-E - V_B}{I_B} = \frac{25 - 0,7}{0,02 \cdot 10^{-3}} = 1215 \text{ k}\Omega$$

Per i potenziali dei singoli punti del circuito rispetto a massa si ha:

$$V_B = E + V_{BE} = -25 + 0,7 = -24,3 \text{ V}$$

$$V_C = -R_C I_{CO} = -3 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = -15 \text{ V}$$

$$V_E = E = -25 \text{ V}$$

- 2) Collegamento a base comune (*CB*). Lo schema elettrico si presenta in fig. 14b. Il condensatore C serve per mantenere effet-

tivamente a potenziale di massa la base per le componenti alternative. La corrente di emettitore è:

$$\begin{aligned} I_{EO} &= -(I_{CO} + I_{BO}) = -5 \cdot 10^{-3} - 0,02 \cdot 10^{-3} = \\ &= -5,02 \text{ mA} \end{aligned}$$

Dal circuito di fig. 14b si ha:

$$E = R_E I_{EO} - V_{CEO} - R_C I_{CO}$$

da cui:

$$\begin{aligned} R_E &= \frac{E + V_{CEO} + R_C I_{CO}}{I_{EO}} = \\ &= \frac{-25 + 10 + 750 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{-5,02 \cdot 10^{-3}} = 2,24 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

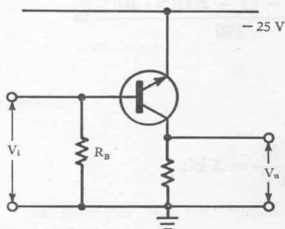


FIG. 14 (a)

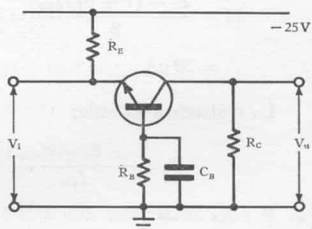


FIG. 14 (b)

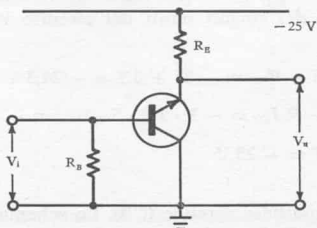


FIG. 14 (c)

Per il potenziale della base si ha:

$$\begin{aligned} V_{BO} &= E - V_{RE} + V_{BE} = \\ &= -25 + 5,02 \cdot 10^{-3} \cdot 2,24 \cdot 10^3 + 0,7 = -13 \text{ V} \end{aligned}$$

Segue per la resistenza di base R_B :

$$R_B = \frac{-V_{BO}}{I_{BO}} = \frac{13}{0,02 \cdot 10^{-3}} = 650 \text{ k}\Omega$$

I potenziali dei singoli punti sono:

$$V_{BO} = -13 \text{ V}$$

$$V_{CO} = -R_C I_{CO} = -750 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = -3,75 \text{ V}$$

$$V_{EO} = E - R_E I_{EO} = -25 + 2,24 \cdot 5,02 = -13,75 \text{ V}$$

3) Collegamento a collettore comune (CC). Lo schema elettrico si presenta come in fig. 14c.

Per la resistenza R_E , considerando la tensione ai suoi estremi si ha:

$$R_E = \frac{E + V_{CEO}}{I_{EO}} = \frac{-25 + 10}{-5,02 \cdot 10^{-3}} \cong 2,98 \text{ k}\Omega$$

Il potenziale di base V_{BO} è:

$$V_{BO} = V_{BCO} = V_{EC} + V_{BE} = -10 + 0,7 = -9,3 \text{ V}$$

La resistenza R_B quindi vale:

$$R_B = \frac{-V_{BO}}{I_{BO}} = \frac{9,3}{0,02 \cdot 10^{-3}} = 465 \text{ k}\Omega$$

I potenziali dei singoli punti valgono:

$$V_{EO} = -R_E I_{EO} = -2,98 \cdot 10^3 \cdot 5,02 \cdot 10^{-3} = -15 \text{ V}$$

$$V_{BO} = -9,3 \text{ V}$$

$$V_{CO} = 0 \text{ V}$$

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Il transistor BC108 di fig. 15 è collegato con emettitore comune. Si conoscono il rapporto $I_C/I_E = \alpha = 0,997$, la corrente inversa che attraversa la giunzione collettore-base $I_{CBO} = 2 \text{ nA}$ e la corrente di base $I_B = 10 \text{ }\mu\text{A}$.

Con l'ausilio delle caratteristiche si trovino la corrente di collettore I_C e quella di emettitore I_E , la tensione della giunzione collettore-emettitore V_{CE} e infine le potenze P_{BE} e P_{CE} assorbite rispettivamente dalla base e dal collettore.

(Risposta: $I_C \cong 3,33 \text{ mA}$; $I_E = -3,34 \text{ mA}$; $V_{CE} \cong 14 \text{ V}$;
 $P_{BE} = 6,4 \text{ }\mu\text{W}$; $P_{CE} = 46,6 \text{ mW}$).

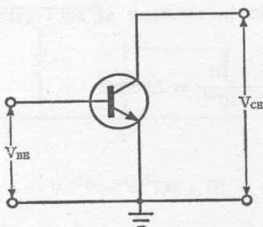


Figura 15.

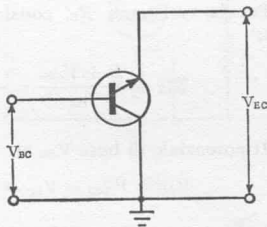


Figura 16.

ESERCIZIO N. 2.

Il transistor BC108 di fig. 16 è collegato con collettore comune. Si conoscono la tensione base-emettitore $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ e la tensione collettore-emettitore $V_{CE} = 4 \text{ V}$. Si trovino con l'aiuto delle caratteristiche la corrente di base I_B , la corrente di collettore I_C e le po-

tenze P_{BC} e P_{EC} assorbite rispettivamente fra base e collettore e fra emettitore e collettore.

(Risposta: $I_B = 40 \mu\text{A}$; $I_C = 13,75 \text{ mA}$; $P_{BC} = 0,132 \text{ mW}$;
 $P_{EC} = 55 \text{ mW}$).

ESERCIZIO N. 3.

Un transistor BC108 è collegato con base comune. Si conoscono la corrente di collettore $I_C = 20 \text{ mA}$ e la tensione collettore-base $V_{CB} = 1,55 \text{ V}$.

Si trovino, con l'aiuto delle caratteristiche, la corrente di base I_B , la corrente di emettitore I_E , la tensione base-emettitore V_{BE} e infine la tensione collettore-emettitore V_{CE} . (Si proceda per tentativi sapendo che la tensione base-emettitore V_{BE} è dell'ordine di $0,7 \text{ V}$).

(Risposta: $I_B = 60 \mu\text{A}$; $I_E = 20,06 \text{ mA}$; $V_{BE} = 0,71 \text{ V}$;
 $V_{CE} = 2,26 \text{ V}$).

ESERCIZIO N. 4.

Dato il circuito di fig. 17, che usa un transistor BC108, con $R_C = 8,67 \text{ k}\Omega$ e $V_{EB} = -0,6 \text{ V}$, trovare E_C in modo che sia $I_C = 1,5 \text{ mA}$ e determinare le potenze assorbite fra emettitore e base P_{EB} e fra collettore e base P_{CB} .

(Risposta: $E_C = 19,4 \text{ V}$; $P_{CB} \cong 9,6 \text{ mW}$; $P_{EB} \cong 0,9 \text{ mW}$)

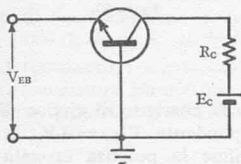


Figura 17.

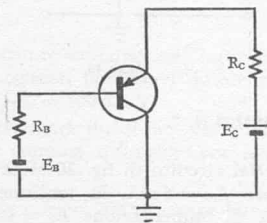


Figura 18.

ESERCIZIO N. 5.

Il circuito di fig. 18 viene realizzato con un transistor AC188. Si conoscono la corrente di base $I_B = -3 \text{ mA}$, $E_B = 3 \text{ V}$ e $R_B = 1,8 \text{ k}\Omega$.

Si calcolino la resistenza di carico R_C e la f.e.m. E_C in modo che la potenza erogata dall'alimentatore sia $P_a = 4,2 \text{ W}$.

(Risposta: $R_C = 5 \Omega$; $E_C = 6,2 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 6.

Nel circuito di fig. 19, realizzato con un BC108 si conoscono la potenza assorbita dal circuito di base $P_{BE} = 72 \mu\text{W}$, la f.e.m. $E_C = 8 \text{ V}$ e infine la potenza erogata dall'alimentatore $P_a = 260 \text{ mW}$.

Si determinino la tensione collettore-emettitore V_{CE} , le resistenze R_B e R_C e infine la potenza P_C assorbita dalla resistenza R_C .

(Risposta: $V_{CE} = 2 \text{ V}$; $R_B = 72,7 \text{ k}\Omega$; $R_C \cong 185 \Omega$; $P_C \cong 195 \text{ mW}$)

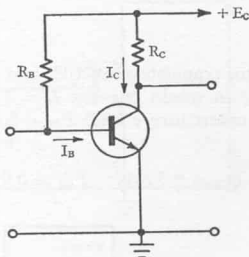


Figura 19.

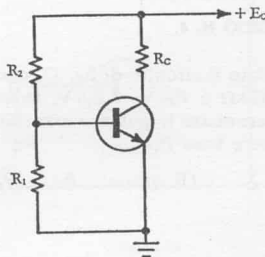


Figura 20.

ESERCIZIO N. 7.

Nel circuito di fig. 20 si conoscono la corrente di riposo di collettore $I_{CO} = 6 \text{ mA}$, la tensione corrispondente $V_{CEO} = 3 \text{ V}$, la tensione di alimentazione $E_C = 10 \text{ V}$ e infine la potenza erogata dall'alimentatore $P_a = 61 \text{ mW}$.

Si trovino i valori delle resistenze R_1 , R_2 ed R_C , sapendo che il transistor è del tipo BC108.

(Risposta: $R_1 = 8,35 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 93,3 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1,17 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 8.

Nel circuito di fig. 10 è impiegato un transistor BC108, funzionante a riposo con $I_{CO} = 20 \text{ mA}$ e $V_{CEO} = 2,5 \text{ V}$. Le batterie di polarizzazione hanno f.e.m. $E_B = 3 \text{ V}$, $E_C = 9 \text{ V}$ e sul circuito di base è posto un segnale alternativo di ampiezza $E_M = 0,5 \text{ V}$.

Facendo uso delle caratteristiche riportate in appendice, si determinino le resistenze R_B e R_C e l'ampiezza della tensione alternativa V_{CEM} fra collettore e massa.

(Risposta: $R_B = 38,2 \text{ k}\Omega$; $R_C = 325 \Omega$; $V_{CEM} = 1,3 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 9.

Dalle caratteristiche del transistor BC108, relative al collegamento ad emettitore comune e riportate in appendice, ricavare i parametri ibridi relativi al collegamento a collettore comune, nell'intorno del punto corrispondente a $V_{CEO} = 3,5 \text{ V}$ e $I_{BO} = 80 \mu\text{A}$.

(Risposta: $h_{ic} \cong 250 \Omega$; $h_{rc} \cong 1$;

$h_{fc} \cong -330$; $h_{oc} \cong 0,7 \text{ mA/V}$)

ESERCIZIO N. 10.

Un transistor collegato ad emettitore comune, nell'intorno del punto di funzionamento presenta i seguenti parametri differenziali: $h_{ie} = 1.000 \Omega$; $h_{re} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{fe} = 49$; $h_{oe} = 100 \mu\text{A/V}$.

Determinare i corrispondenti parametri ibridi nel caso che lo stesso transistor sia collegato a base comune, e funzioni con le stesse correnti di base e di collettore.

(Risposta: $h_{ib} = 20 \Omega$; $h_{rb} \cong 15 \cdot 10^{-4}$;

$h_{fb} = -0,98$; $h_{ob} \cong 2 \mu\text{A/V}$)

ESERCIZIO N. 11.

Alcune prove effettuate su un transistor collegato ad emettitore comune hanno fornito i seguenti risultati:

I_B [μA]	I_C [mA]	V_{CE} [V]
80	5	5
100	6	5
100	6,1	6

Determinare i parametri ibridi h_{fe} e h_{oe} .

(Risposta: $h_{fe} = 50$; $h_{oe} = 100 \mu\text{A/V}$)

ESERCIZIO N. 12

Si dispone di una linea di alimentazione $+20\text{ V}$ e un transistor *PNP* che lavora con $I_B = 0,06\text{ mA}$, $V_{BEQ} = -0,65\text{ V}$, $V_{CEQ} = -8\text{ V}$ e $I_{CQ} = -6\text{ mA}$. Si eseguano i montaggi *CE*, *CC* e *CB* e si trovino tutte le resistenze che compaiono negli schemi. (Nel montaggio *CB* si ponga $R_E = 3 R_C$).

(Risposta: I tre circuiti si presentano come in fig. 14a, b, c, con naturalmente l'alimentazione positiva e i transistori *PNP*; collegamento *CE* : $R_B = 322,5\text{ k}\Omega$, $R_C = 2\text{ k}\Omega$; collegamento *CB* : $R_E = 1490\text{ }\Omega$; $R_B = 172\text{ k}\Omega$; $R_C = 496\text{ }\Omega$; collegamento *CC* : $R_E = 1,98\text{ k}\Omega$; $R_B = 122,5\text{ k}\Omega$)

CAPITOLO QUARTO

CIRCUITI COMPRENDENTI FET E MOS

Generalità.

a) Simbologia.

Si stabiliscono i seguenti simboli per le tensioni, correnti e parametri differenziali, che resteranno validi anche per i successivi capitoli.

E_D f.e.m. della batteria di polarizzazione di *drain*.

E_G f.e.m. della batteria di polarizzazione di *gate*.

E_S f.e.m. della batteria di polarizzazione di *source*.

V_{DS} tensione *drain-source*.

V_{GS} tensione *gate-source*.

V_D tensione *drain-massa*.

V_G tensione *gate-massa*.

V_S tensione *source-massa*.

I_D corrente di *drain*.

V_P tensione di *pinch-off*.

I_{DS} corrente di *drain* nella regione attiva.

I_{DSS} valore di I_{DS} per $V_{GS} = 0$.

g_m conduttanza mutua

r_d resistenza differenziale di *drain*.

μ coefficiente di amplificazione.

b) Parametri differenziali e circuito differenziale equivalente dei FET.

Sono definiti come segue:

$$\mu = \left| \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \right|_{I_D = \text{cost.}}$$

$$r_d = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right)_{V_{GS} = \text{cost.}}$$

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right)_{V_{DS} = \text{cost.}}$$

Fra i parametri differenziali intercorre la relazione:

$$\mu = g_m r_d.$$

Il circuito differenziale di un FET si presenta come in fig. 1, od anche come in fig. 2.

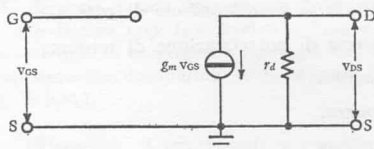
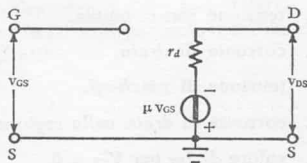


Figura 1.

FIG. 2.



c) MOS.

I MOS si comportano in maniera del tutto simile ai FET e il loro circuito differenziale equivalente è ancora come quello di fig. 1. Essi possono anche essere a doppio *gate*, nel qual caso un *gate* viene polarizzato a tensione fissa. Occorre tener presente che la corrente assorbita dai *gate* è praticamente nulla.

I simboli impiegati sono gli stessi di quelli usati per i FET.

d) Equazione della caratteristica mutua di un FET.

La caratteristica mutua $I_D = f(V_{GS})$ per $V_{DS} = \text{cost.}$ è praticamente indipendente dai valori di V_{DS} nella regione attiva delle caratteristiche cioè per $|V_{DS}| > |V_P| + V_{GS}$ ed è approssimabile con l'equazione:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

ne consegue che anche la conduttanza mutua può essere approssimata dall'espressione:

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

dove g_{mo} rappresenta il valore della conduttanza mutua per $V_{GS} = 0$.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Il circuito di fig. 3 fa uso di un JFET canale N, che funziona a riposo nelle seguenti condizioni:

$$I_{DO} = 5 \text{ mA}; \quad V_{DSO} = 10 \text{ V}; \quad V_{GSO} = -2 \text{ V}.$$

Sapendo che la resistenza di carico R_C è di $6 \text{ k}\Omega$, calcolare i valori delle tensioni di polarizzazione di gate E_G e di drain E_D .

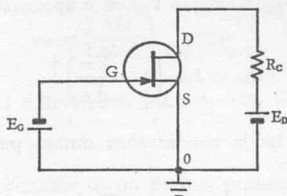


Figura 3.

Soluzione:

È:

$$V_{GSO} = V_{GO} - V_{SO}.$$

Poiché il *source* è a massa, si ha:

$$V_{GO} = V_{GSO} + V_{SO} = -2 \text{ V}.$$

La tensione di polarizzazione E_G vale quindi 2 V .

Per trovare E_D , basta applicare il secondo principio di Kirchhoff alla maglia di uscita (si ricordi che non c'è corrente di *gate* apprezzabile):

$$E_D = R_C I_{DO} + V_{DSO} = 6 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} + 10 = 40 \text{ V}.$$

ESERCIZIO N. 2.

Nel circuito di fig. 4, in cui si impiega un MOS *enhancement*, canale N, le cui caratteristiche di *drain* sono riportate in fig. 5, sono noti:

$$R_C = 4 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_k = 0,4 \text{ k}\Omega$$

$$E_D = 30 \text{ V} \quad ; \quad V_{GS0} = 2 \text{ V}.$$

Si trovino:

- 1) La corrente di *drain* I_{D0} e la tensione V_{DS0} .
- 2) La tensione di polarizzazione E_G .

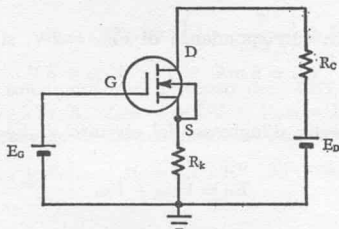


Figura 4.

Soluzione:

1) Il secondo principio di Kirchhoff applicato alla maglia di uscita fornisce la relazione:

$$E_D = V_{DS} + (R_k + R_C) I_D$$

che è l'equazione della retta di carico.

Per tracciare sulle caratteristiche la retta di carico si osserva che essa passa per i punti (fig. 5):

$$I_D = 0; \quad V_{DS} = E_D = 30 \text{ V}$$

$$V_{DS} = 0; \quad I_D = \frac{E_D}{R_k + R_C} = \frac{30}{(0,4 + 4) \cdot 10^3} \cong 6,82 \text{ mA}$$

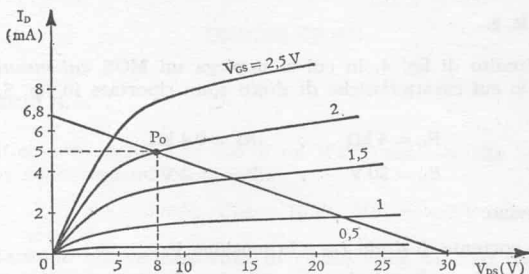


Figura 5.

Dalla fig. 5, in corrispondenza di $V_{GS0} = 2 \text{ V}$, si legge:

$$I_{D0} = 5 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DS0} = 8 \text{ V}.$$

2) Per la maglia d'ingresso del circuito di fig. 4, si ha l'equazione:

$$E_G = V_{GS0} + V_{SO} \quad (1)$$

dove:

$$V_{SO} = R_k I_{D0} = 0,4 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ V}.$$

Sostituendo i valori nella (1) segue:

$$E_G = 2 + 2 = 4 \text{ V}.$$

ESERCIZIO N. 3.

Di un JFET canale N montato come in fig. 3, è fornita l'espressione analitica della caratteristica mutua per $V_{DS} = 10 \text{ V}$:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

in cui $I_{DSS} = 12 \text{ mA}$ e $V_P = -4,5 \text{ V}$.

La tensione V_{GSO} corrispondente al punto di funzionamento a riposo vale -2 V .

Trovare la tensione di alimentazione E_D sapendo che la resistenza di carico R_C posta sul drain è di $2,7\text{ k}\Omega$.

Soluzione:

L'equazione della caratteristica mutua con i dati del problema diventa:

$$I_{DS} = 12 \cdot 10^{-3} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-4,5} \right)^2$$

Segue per la corrente di *drain* a riposo I_{DO} in corrispondenza di $V_{GSO} = -2\text{ V}$:

$$I_{DO} = 12 \cdot 10^{-3} \left(1 - \frac{2}{-4,5} \right)^2 \cong 3,7\text{ mA}$$

Il punto di funzionamento a riposo del JFET è quindi caratterizzato da: $I_{DO} = 3,7\text{ mA}$; $V_{GSO} = -2\text{ V}$ e $V_{DSO} = 10\text{ V}$. Per determinare quindi la tensione di alimentazione si può scrivere:

$$E_D = V_{DSO} + R_C I_{DO} = 10 + 2,7 \cdot 10^3 \cdot 3,7 \cdot 10^{-3} = 20\text{ V}.$$

ESERCIZIO N. 4.

Di un JFET canale N è data l'espressione analitica della conduttanza mutua e della caratteristica mutua con $g_{mo} = 5\text{ mA/V}$ e $I_{DSS} = 12\text{ mA}$.

Sapendo che si lavora in un punto caratterizzato da $V_{GSO} = -1\text{ V}$ e che in corrispondenza di esso è $g_m = 4,5\text{ mA/V}$, si trovi la corrente di *drain* I_{DO} .

Soluzione:

Dall'equazione:

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

si ricava la tensione di *pinch-off* V_P :

$$V_P = \frac{-V_{GS}}{g_m - g_{mo}} = \frac{1}{(4,5 - 5) \cdot 10^{-3}} = -2 \text{ V}.$$

Ora ricordando l'espressione analitica della caratteristica mutua:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

si può trovare con i dati del problema la corrente a riposo di *drain*:

$$I_{DO} = 12 \cdot 10^{-3} \left(1 - \frac{1}{2} \right)^2 = 3 \text{ mA}$$

ESERCIZIO N. 5.

Nel circuito d'ingresso dell'amplificatore di fig. 6 è inserito un generatore di f.e.m. e alternativa, di ampiezza 10 mV.

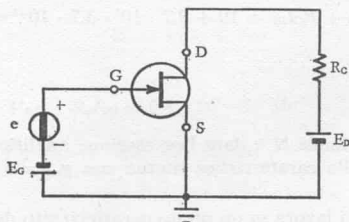


Figura 6.

Il punto di funzionamento a riposo è caratterizzato da:

$$I_{DO} = 4 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DSO} = 10 \text{ V} \quad ; \quad V_{GSO} = -3 \text{ V}$$

e i parametri r_d e g_m valgono rispettivamente 25 kΩ e 3 mA/V. Volendo utilizzare una tensione di alimentazione $E_D = 20 \text{ V}$, si calcoli

l'ampiezza che assumerà la tensione alternativa ai capi della resistenza di carico R_C .

Soluzione:

Applicando il secondo principio di Kirchhoff alla maglia di uscita in condizioni di riposo (generatore alternativo d'ingresso cortocircuitato) si ha:

$$E_D = R_C I_D + V_{DS}.$$

Sostituendo i valori numerici, si può ricavare la resistenza R_C :

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 10}{4 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

Si disegna ora il circuito differenziale di fig. 7, dove:

$$\mu = g_m r_d = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^3 = 75.$$

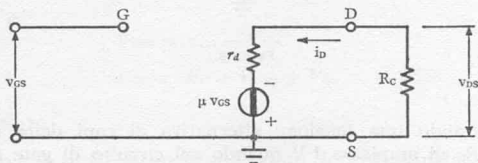


Figura 7.

L'ampiezza della corrente alternativa di *drain* è:

$$I_{DM} = \frac{\mu V_{GSM}}{r_d + R_C} = \frac{75 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{(25 + 2,5) \cdot 10^3} \cong 27,3 \mu\text{A}.$$

Segue per l'ampiezza della tensione alternativa V_{uM} ai capi di R_C :

$$V_{uM} = R_C I_{DM} = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 27,3 \cdot 10^{-6} \cong 68 \text{ mV}.$$

ESERCIZIO N. 6.

Il punto di funzionamento a riposo del MOS *depletion* canale N di fig. 8 è caratterizzato dai seguenti valori:

$$I_{DO} = 5 \text{ mA} ; V_{DSO} = 10 \text{ V} ; V_{GSO} = -1,5 \text{ V}$$

e in corrispondenza i parametri differenziali valgono:

$$r_d = \infty \quad \text{e} \quad g_m = 12,5 \text{ mA/V}.$$

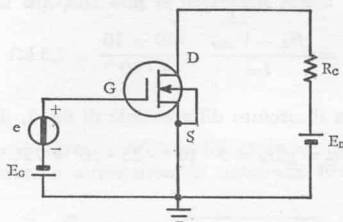


Figura 8.

Desiderando una tensione alternativa ai capi della resistenza di carico R_C di ampiezza 1 V quando sul circuito di gate è inserito un generatore alternativo di ampiezza $E_M = 20 \text{ mV}$, trovare il valore ed E_G .

Determinare inoltre i valori delle f.e.m. di polarizzazione E_D e E_G .

Soluzione:

Poiché la resistenza differenziale r_d è infinita, il MOS equivale in alternata ad un generatore ideale di corrente (fig. 9) di valore $g_m v_{GS}$ la cui ampiezza è:

$$I_{DM} = g_m E_M = 12,5 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

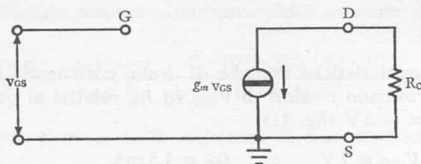


Figura 9.

L'ampiezza della tensione alternativa ai capi di R_C risulta:

$$V_{DM} = R_C I_{DM}$$

e dovendo essere $V_{DM} = 1 \text{ V}$ segue per R_C :

$$R_C = \frac{V_{DM}}{I_{DM}} = \frac{1}{0,25 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ k}\Omega$$

La tensione di alimentazione E_D vale:

$$E_D = R_C I_{DQ} + V_{DSO} = 4 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} + 10 = 30 \text{ V}.$$

Infine è:

$$V_{GSO} = V_{GO} - V_{SO}$$

$$V_{GO} = E_G = V_{GSO} + V_{SO} = -1,5 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 7.

Nel circuito di fig. 10 trovare il punto di funzionamento a riposo e il potenziale dei tre elettrodi del JFET conoscendo $E_D = 20 \text{ V}$, $L = 12 \text{ mH}$, $R_k = 2,9 \text{ k}\Omega$, $R_g = 200 \text{ k}\Omega$ e volendo $V_{GSO} = -2 \text{ V}$.

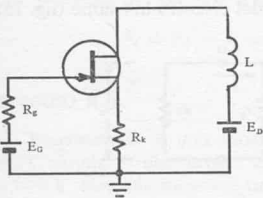


Figura 10.

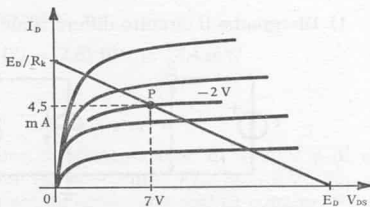


Figura 11.

Soluzione:

Dalle caratteristiche statiche di *drain*, costruendo la retta di carico si determinano i valori di V_{DSO} ed I_{DO} relativi al punto di riposo P per $V_{GSO} = -2 \text{ V}$ (fig. 11):

$$V_{DSO} \cong 7 \text{ V} \quad ; \quad I_{DO} \cong 4,5 \text{ mA}$$

I potenziali di *source*, *drain* e *gate* sono:

$$V_{DO} = E_D = 20 \text{ V}$$

$$V_{SO} = R_I I_{DO} = 2,9 \cdot 10^3 \cdot 4,5 \cdot 10^{-3} = 13 \text{ V}$$

$$V_{GO} = E_G = V_{GSO} + V_S = -2 + 13 + 11 \text{ V}$$

Si noti che la tensione di *gate* coincide con la f.e.m. E_G dato che non vi è corrente di *gate* e quindi caduta di tensione sulla resistenza R_g .

ESERCIZIO N. 8.

Dato il circuito di fig. 8, con $E_D = 25 \text{ V}$, $R_C = 6 \text{ k}\Omega$, $r_d = 80 \text{ k}\Omega$, $g_m = 2 \text{ mA/V}$, sapendo che l'ampiezza della tensione d'ingresso è $E_M = 0,5 \text{ V}$ e che la potenza complessivamente assorbita dalla resistenza R_C è di $56,6 \text{ mW}$, determinare:

- 1) La corrente I_{DO} e la tensione V_{DSO} di riposo del MOS.
- 2) La potenza dissipata nel MOS.

Soluzione:

- 1) Disegniamo il circuito differenziale del circuito in esame (fig. 12).

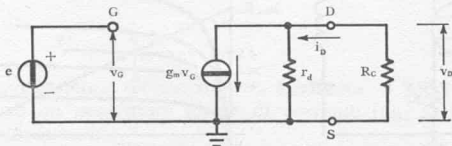


Figura 12.

L'ampiezza della componente alternativa della corrente di *drain* I_{DM} vale:

$$I_{DM} = \frac{V_{DSM}}{R_C} = \frac{g_m V_{GSM} r_d}{r_d + R_C} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 80 \cdot 10^3}{(80 + 6) 10^3} \cong 0,93 \text{ mA}$$

Tale corrente provoca nella resistenza R_C una dissipazione di potenza:

$$P = \frac{R_C I_{DM}^2}{2} = \frac{6 \cdot 10^3 \cdot 0,93^2 \cdot 10^{-6}}{2} \cong 2,6 \text{ mW}$$

Poiché la potenza P_t complessivamente assorbita dalla R_C è data dalla somma delle potenze dovute alla componente alternativa e alla componente continua, risulta che la potenza P_c vale:

$$P_c = R_C I_{DO}^2 = P_t - P$$

e nel caso in esame risulta:

$$P_c = (56,6 - 2,6) 10^{-3} = 54 \text{ mW}$$

e quindi:

$$I_{DO} = \sqrt{\frac{P_c}{R_C}} = \sqrt{\frac{54 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^3}} = 3 \text{ mA}$$

Ora è:

$$V_{DSO} = E_D - R_C I_{DO} = 25 - 6 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 7 \text{ V}$$

2) La potenza dissipata a riposo nel MOS è:

$$P_{do} = V_{DSO} I_{DO} = 7 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 21 \text{ mW}$$

e in presenza del segnale d'ingresso:

$$P_d = P_{do} - P = (21 - 2,6) 10^{-3} = 18,4 \text{ mW}$$

ESERCIZIO N. 9.

Disponendo di una tensione di alimentazione di $+20 \text{ V}$ e di un JFET canale P che lavora con $I_{DO} = -5 \text{ mA}$, $V_{DSO} = -8 \text{ V}$, $V_{GSO} = +2 \text{ V}$, si vuole montare un amplificatore con *source* comune. Si disegni lo schema elettrico e si calcolino le resistenze necessarie. Si ripeta

il montaggio e i calcoli volendo usare un MOS *enhancement* canale *N* funzionante con $I_{DO} = 4 \text{ mA}$, $V_{DSO} = 6 \text{ V}$ e $V_{GSO} = 2 \text{ V}$.

Soluzione:

1) La fig. 13 mostra il montaggio richiesto: dato che deve essere $V_{GSO} = +2 \text{ V}$, essendo $V_{GO} = +20 \text{ V}$, occorre portare il potenziale di *source* a $+18 \text{ V}$. Ciò si ottiene con una caduta di tensione su R_k :

$$R_k = \frac{V_{GSO}}{-I_{DO}} = \frac{2}{5 \cdot 10^{-3}} = 400 \Omega$$

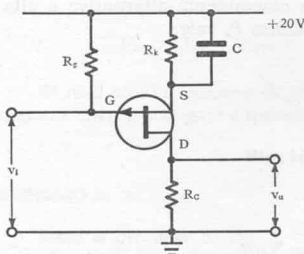


Figura 13.

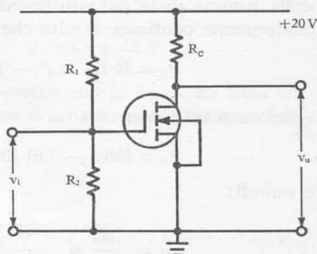


Figura 14.

Il condensatore posto in parallelo serve a far sì che il potenziale di *gate* si possa considerare costante quando ci sia segnale d'ingresso. Applicando il principio di Kirchhoff alla maglia di uscita si può scrivere:

$$E_D = -R_k I_{DO} - V_{DSO} - R_c I_{DO}$$

da cui si ha per R_c :

$$R_c = \frac{E_D + R_k I_{DO} + V_{DSO}}{-I_{DO}} = \frac{20 - 2 - 8}{5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

2) Qualora si disponga di un MOS *enhancement* canale *N*, lo schema che risolve il quesito è riportato in fig. 14. La tensione di polariz-

zazione V_{GSO} è ottenuta mediante il partitore resistivo R_1-R_2 ; fissando il valore di $R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ e ricordando che non c'è corrente di *gate* si ha, indicando con I la corrente che percorre le due resistenze R_1 e R_2 :

$$I = \frac{E_D}{R_1 + R_2} = \frac{20}{10^6} = 20 \mu\text{A}$$

$$V_{GD} = R_1 I$$

$$R_1 = \frac{V_{GO}}{I} = \frac{2}{20 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = 10^6 - 10^5 = 900 \text{ k}\Omega$$

e infine dalla maglia di uscita si ricava R_C :

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 6}{4 \cdot 10^{-3}} = 3,5 \text{ k}\Omega$$

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Nel circuito di fig. 15 è usato un JFET canale P il cui punto di funzionamento è caratterizzato dai seguenti valori:

$$I_{DO} = 4 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DSO} = -10 \text{ V} \quad ; \quad V_{GSO} = 2 \text{ V}.$$

Sapendo che la tensione di alimentazione di *drain* è $E_D = 20 \text{ V}$, si calcolino la resistenza di carico R_C e il valore della tensione di polarizzazione E_G .

(Risposta: $R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$; $E_G = 2 \text{ V}$)

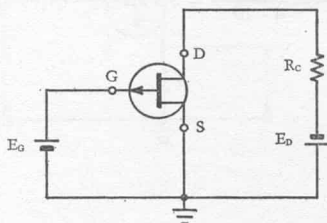


Figura 15.

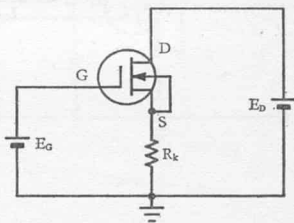


Figura 16.

ESERCIZIO N. 2.

Il MOS usato nel circuito di fig. 16 è del tipo *depletion* canale N e a riposo funziona con:

$$I_{DO} = 10 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DSO} = 8 \text{ V} \quad ; \quad V_{GSO} = -1 \text{ V}$$

Conoscendo inoltre la resistenza di carico posta sul *source*: $R_k = 2 \text{ k}\Omega$, si calcolino le tensioni di alimentazione necessarie a portare il MOS a lavorare nel punto di funzionamento previsto.

(Risposta: $E_D = 28 \text{ V}$; $E_G = 19 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 3.

Un JFET canale N opportunamente polarizzato presenta una resistenza $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ sul *drain* ed una resistenza $R_k = 1 \text{ k}\Omega$ sul *source*.

Si conoscono inoltre la corrente di *drain* $I_{D0} = 2,5 \text{ mA}$, le tensioni di polarizzazione $E_D = 12 \text{ V}$ ed $E_G = 1,5 \text{ V}$.

Dopo aver disegnato il circuito calcolare le tensioni di riposo V_{DS0} e V_{GS0} .

(Risposta: $V_{DS0} = 4,5 \text{ V}$; $V_{GS0} = -1 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 4.

Nel circuito di fig. 17 si conoscono:

$$R_C = 2 \text{ k}\Omega \quad ; \quad E_D = 25 \text{ V}$$

$$V_{DS0} = 10 \text{ V} \quad ; \quad V_{GS0} = -2 \text{ V}$$

Sapendo che il JFET usato è un BFW10, dopo aver determinato I_{DS0} sulle caratteristiche riportate in appendice, calcolare R_k ed E_G .

(Risposta: $I_{DS0} = 4,7 \text{ mA}$; $R_k \cong 1,2 \text{ k}\Omega$; $E_G \cong 3,6 \text{ V}$)

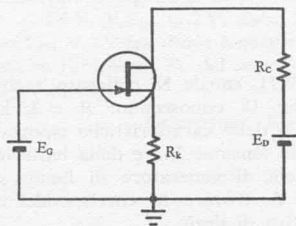


Figura 17.

ESERCIZIO N. 5.

Di un JFET canale N è fornita l'espressione analitica della caratteristica mutua:

$$I_{DS} = 10^{-2} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-4} \right)^2$$

Sapendo che nel punto di funzionamento a riposo è $I_{DO} = 3 \text{ mA}$ e $V_{DSO} = 8 \text{ V}$, si trovino V_{GSO} e la resistenza di carico R_C volendo usare una tensione di polarizzazione di *drain* $E_D = 17 \text{ V}$.

(Risposta: $V_{GSO} = -1,81 \text{ V}$; $R_C = 3 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 6.

L'espressione analitica della conduttanza mutua di un JFET, canale N, è: $g_m = g_{mo} (1 - V_{GS}/V_P)$; conoscendo: $g_m = 4,5 \text{ mA/V}$, $g_{mo} = 5,6 \text{ mA/V}$, e la tensione di *pinch-off* $V_P = -5,1 \text{ V}$, determinare la tensione V_{GS} per la quale si hanno le suddette condizioni e la corrente di *drain* I_{DO} , essendo $I_{DSS} = 14 \text{ mA}$.

(Risposta: $V_{GS} = -1 \text{ V}$; $I_{DO} = 9 \text{ mA}$)

ESERCIZIO N. 7.

Dato il JFET BFW11, canale N, collegato a *source comune* secondo lo schema di fig. 18, conoscendo: $R_C = 2,3 \text{ k}\Omega$, $I_{DO} = 3,3 \text{ mA}$, $E_D = 20 \text{ V}$, con l'ausilio delle caratteristiche riportate in appendice, si trovino i valori della tensione V_{DS} e della batteria E_G .

Sapendo inoltre che il generatore di f.e.m. alternativa e ha un'ampiezza $E_M = 0,5 \text{ V}$, trovare la corrispondente ampiezza V_{DM} della tensione alternativa di *drain*.

(Risposta: $V_{DS} = 12,4 \text{ V}$; $E_G = -1 \text{ V}$; $V_{DM} = 5 \text{ V}$)

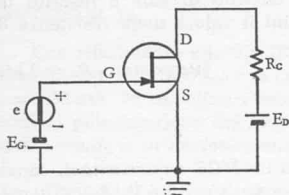


Figura 18.

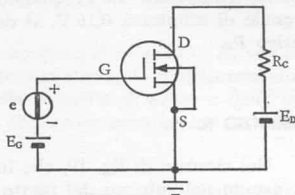


Figura 19.

ESERCIZIO N. 8.

Il MOS impiegato nel circuito di fig. 19, funzionante a riposo con $V_{DS0} = 10\text{ V}$, $I_{D0} = 12\text{ mA}$ e $V_{GS0} = 5\text{ V}$ presenta per tale punto di funzionamento i seguenti parametri: $r_d = 40\text{ k}\Omega$ e $g_m = 3\text{ mA/V}$.

Conoscendo la tensione di alimentazione $E_D = 25\text{ V}$ e l'ampiezza della f.e.m. del generatore alternativo posto all'ingresso $E_M = 2\text{ V}$, calcolare l'ampiezza del segnale alternativo ai capi della R_C .

(Risposta: $V_{R_C} = 7,26\text{ V}$)

ESERCIZIO N. 9.

Nel circuito riportato in fig. 18 si fa uso di JFET BFW11 di cui si conosce: $V_{GS} = -1,5\text{ V}$, $V_{DS\text{ min}} = 2\text{ V}$, $E_D = 15\text{ V}$ e l'ampiezza del segnale alternativo $V_{DM} = 4\text{ V}$ fra *drain* e *massa*. Si trovino con l'aiuto delle caratteristiche l'ampiezza E_M del segnale alternativo d'ingresso e la resistenza di carico R_C .

(Risposta: $E_M = 0,5\text{ V}$; $R_C = 5\text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 10.

Un JFET presenta i seguenti parametri differenziali: $r_d = 15\text{ k}\Omega$; $g_m = 4\text{ mA/V}$. Volendo ottenere fra *drain* e *massa* un segnale alter-

nativo d'ampiezza 1,6 V, quando sul circuito di *gate* è inserito un segnale di ampiezza 0,16 V, si determini il valore della resistenza di carico R_C .

(Risposta: $R_C = 3 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 11.

Nel circuito di fig. 19, che impiega un MOS *enhancement*, canale N, avente nell'intorno del punto di riposo ($V_{DSO} = 6 \text{ V}$; $I_{DO} = 10 \text{ mA}$) $g_m = 8 \text{ mA/V}$ e $r_d = 125 \text{ k}\Omega$, è inserito il generatore di f.e.m. $e = 0,1 \text{ sen } 50 \cdot 10^3 t$.

Si calcoli il valore della resistenza di carico R_C , sapendo che il circuito è alimentato con una f.e.m. $E_D = 30 \text{ V}$ e il valore V_D della tensione *drain-massa* nell'istante $t = 10^{-5} \text{ sec}$.

(Risposta: $R_C = 2,4 \text{ k}\Omega$; $V_D = 5,1 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 12.

Si dispone di un MOS e di una tensione di alimentazione $E = +25 \text{ V}$; si vuol collegare il MOS nella configurazione a *drain* comune in modo che siano $V_{DSO} = 8 \text{ V}$, $V_{GSO} = -2 \text{ V}$, $P_{do} = 16 \text{ mW}$ e che la potenza totale erogata dall'alimentatore sia $P_a = 52,5 \text{ mW}$. Si scelga il tipo di MOS, si disegni il circuito elettrico dando la giusta polarizzazione al *gate* mediante un partitore resistivo e si calcolino le resistenze che compaiono nello schema.

(Risposta: Il MOS deve essere del tipo *depletion* canale N e lavora in *depletion mode*; lo schema è riportato in fig. 20; $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_k = 8,5 \text{ k}\Omega$)

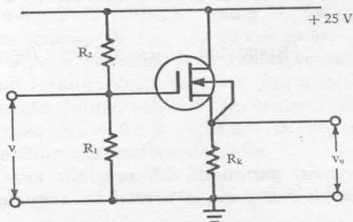


Figura 20.

ESERCIZIO N. 13.

Con riferimento alla fig. 20, si conoscono $E = +20\text{ V}$, $R_k = 4\text{ k}\Omega$, $R_1 = 700\text{ k}\Omega$, $R_2 = 300\text{ k}\Omega$ e la corrente totale erogata dall'alimentatore $I_t = 3,02\text{ mA}$. Si calcolino i valori della corrente di *drain* e delle tensioni di polarizzazione del MOS e si deduca se esso lavora in *enhancement-mode* o in *depletion-mode*.

(Risposta: $I_{DO} = 3\text{ mA}$, $V_{GSO} = 2\text{ V}$, $V_{DSO} = 8\text{ V}$, il MOS lavora in *enhancement-mode*)

ESERCIZIO N. 14.

Si dispone di una linea di alimentazione di -30 V e di un JFET canale *P* che si vuol utilizzare nei tre possibili montaggi. Conoscendo il punto di funzionamento a riposo: $I_{DO} = -5\text{ mA}$, $V_{GSO} = +3\text{ V}$, $V_{DSO} = -12\text{ V}$, si disegnino gli schemi elettrici dei tre circuiti e si calcolino le resistenze che vi compaiono. (Si fissino i partitori $R_1 + R_2 = 1\text{ M}\Omega$ e nel montaggio *CG* $R_k = 800\text{ }\Omega$).

(Risposta: Montaggio *CS* fig. 21 : $R_C = 3\text{ k}\Omega$, $R_k = 600\text{ }\Omega$; il condensatore serve per far sì che il potenziale di *source* sia costante in presenza di segnale d'ingresso; montaggio *CD* fig. 22 : $R_k = 3,6\text{ k}\Omega$, $R_1 = 500\text{ k}\Omega$, $R_2 = 500\text{ k}\Omega$; montaggio *CG* fig. 23 : $R_C = 2,8\text{ k}\Omega$, $R_1 = 33\text{ k}\Omega$, $R_2 = 67\text{ k}\Omega$, il condensatore serve, come nel montaggio a *source* comune, a mantenere il potenziale di *gate* a massa per le componenti variabili).

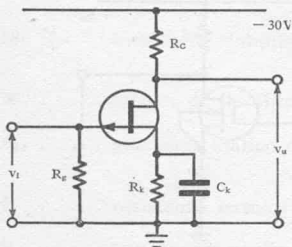


Figura 21.

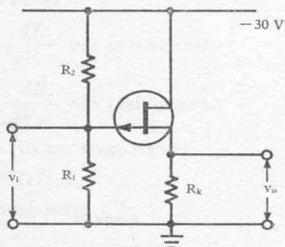


Figura 22.

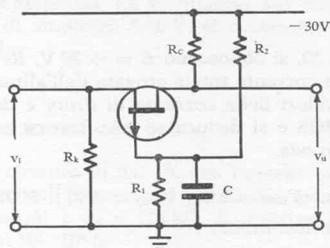


Figura 23.

ESERCIZIO N. 15.

All'ingresso dell'amplificatore di fig. 21 viene posto un segnale di ampiezza 40 mV picco-picco. Volendo ottenere in uscita una tensione picco-picco di 0,32 V si trovi la resistenza di carico necessaria sapendo che il JFET nel punto di funzionamento presenta i parametri $r_d = 60 \text{ k}\Omega$ e $g_m = 2,5 \text{ mA/V}$. Si calcoli infine la tensione di alimentazione necessaria conoscendo $I_{DO} = -4 \text{ mA}$, $V_{GSO} = 2 \text{ V}$ e $V_{DSO} = -6 \text{ V}$ e la potenza erogata da esso.

(Risposta: $R_c = 3,38 \text{ k}\Omega$; $E_D = -21,52 \text{ V}$; $P_a \cong 86 \text{ mW}$)

ESERCIZIO N. 16.

Dato il circuito di fig. 24 che impiega un MOS *depletion* canale *N* si calcolino R_k , R_1 e R_2 .

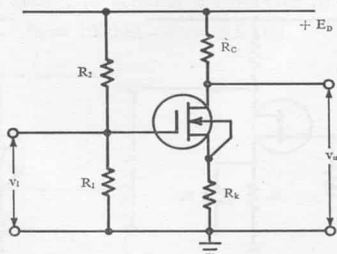


Figura 24.

(Risposta: $R_k = 2 \text{ k}\Omega$; $R_1 \cong 98 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 702 \text{ k}\Omega$)

CAPITOLO QUINTO

AMPLIFICATORI R-C A UNO STADIO

Generalità.

a) Simbologia.

Oltre a quelli introdotti nei precedenti capitoli, si aggiungono i seguenti altri simboli:

A_i amplificazione di corrente.

A_v amplificazione di tensione.

A_p amplificazione di potenza.

S fattore di stabilità termica $\frac{dI_c}{dI_{CBO}}$ nei transistori.

M fattore di stabilità termica $\frac{dI_c}{dV_{BE}}$ nei transistori.

N fattore di stabilità termica $\frac{dI_c}{dV_{BE}}$ nei transistori.

h_{FE} guadagno statico di corrente in un transistoro:

$$(h_{FE} = I_c/I_B).$$

θ resistenza termica di un transistoro.

V_T tensione di soglia nei MOS.

b) Amplificatori a transistori.

In funzione dei parametri ibridi, indicando con Z_c l'impedenza di carico, risulta:

$$\text{Amplificazione di corrente:} \quad \bar{A}_i = \frac{h_f}{1 + h_o Z_c}$$

$$\text{Amplificazione di tensione:} \quad \bar{A}_v = \frac{Z_c}{h_i Z_c - h_i / \bar{A}_i}$$

$$\text{Impedenza d'ingresso del transistor:} \quad Z_i' = h_i - \frac{h_i h_f Z_c}{1 + h_o Z_c}$$

$$\text{Impedenza d'uscita del transistor:} \quad Z_u' = \frac{1}{h_o - \frac{h_o h_f}{h_i + Z_g}}$$

essendo Z_g l'impedenza interna del generatore posto all'ingresso del transistor.

È da notare che l'impedenza d'ingresso Z_i di un amplificatore deve tener conto dell'impedenza Z_i' e di quella del circuito d'ingresso; quella di uscita Z_u risulta essere il parallelo della Z_u' e di quella di carico Z_c .

c) Effetti termici nei transistori.

All'aumentare della temperatura la corrente inversa I_{CBO} e il parametro h_{FE} aumentano, mentre la tensione V_{BE} diminuisce, provocando un aumento della corrente di collettore I_c . Vengono definiti i fattori di stabilità termica:

$$S = \frac{dI_c}{dI_{CBO}}$$

$$M = \frac{dI_c}{dV_{BE}}$$

$$N = \frac{dI_c}{dh_{FE}}$$

In assenza di circuiti di stabilizzazione termica è:

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta = 1 + h_{FE}$$

$$M = -\frac{h_{FE}}{R_B}$$

$$N = I_B$$

dove R_B è la resistenza del circuito di polarizzazione di base.

I circuiti di stabilizzazione termica più comuni sono riportati nelle figg. 1 e 2.

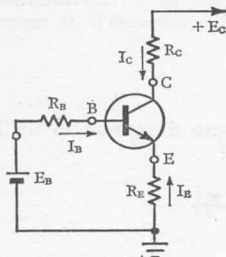


Figura 1.

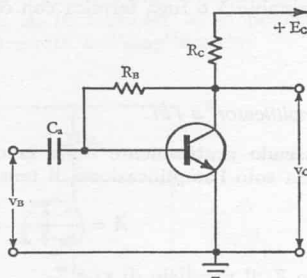


Figura 2.

Nel caso di fig. 1 è:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B/(1 + h_{FE})} \cong 1 + \frac{R_B}{R_E}$$

$$M = -\frac{h_{FE}}{R_B + R_E(1 + h_{FE})} \cong -1/R_E$$

$$N = \frac{I_C}{h_{FE}^2} S$$

Nel caso di Fig. 2 valgono le relazioni precedenti, con R_C al posto di R_E .

Di solito nel circuito di fig. 1 si pone in parallelo alla resistenza R_E un condensatore C_E di reattanza $1/5 \div 1/10$ della R_E , alla più bassa frequenza di lavoro dell'amplificatore.

La temperatura T_j della giunzione collettore-base dipende dalla temperatura ambiente T_a e dalla resistenza θ del transistor secondo la legge:

$$T_j = T_a + \theta P_d.$$

Nel caso che:

$$\frac{dP_d}{dT_j} > \frac{1}{\theta}$$

si ha instabilità o fuga termica con conseguente distruzione del transistor.

d) Amplificatori a FET.

Essendo praticamente nulla la corrente d'ingresso in un FET, interessa solo l'amplificazione di tensione:

$$\bar{A} = \frac{Z_c}{r_d + Z_c} = g_m Z_p$$

essendo Z_p il parallelo di r_d e Z_c .

Il FET viene di solito polarizzato con un gruppo R_k - C_k (C_k in parallelo a R_k) inserito fra *source* e *massa*, in cui:

$$R_k = \frac{V_{GSO}}{I_{DQ}}$$

e $X_{Ck} = \frac{1}{10} R_k$ alla più bassa frequenza di funzionamento.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Nel circuito di fig. 3 in cui si impiega un transistor NPN la tensione di alimentazione E_C è di 6 V e il condensatore C è supposto di reattanza trascurabile. Il transistor lavora con $V_{CEQ} = 2$ V; $I_{CQ} = 3$ mA; $I_{BQ} = 60$ μ A; $V_{BEQ} = 0,67$ V e per tale punto di funzionamento i parametri risultano: $h_{ie} = 800$ Ω ; $h_{re} = 3,4 \cdot 10^{-4}$; $h_{fe} = 120$; $h_{oe} = 80$ μ A/V.

Calcolare la resistenza di carico R_C e quella di polarizzazione R_B , quindi, dopo aver disegnato il circuito differenziale equivalente, le amplificazioni A_i in corrente, A_v in tensione, A_p in potenza e le resistenze R_i d'ingresso e R_u di uscita dell'amplificatore.

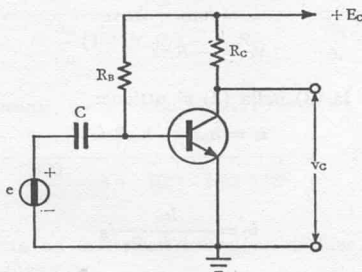


Figura 3.

Soluzione:

Si ha:

$$R_C = \frac{E_C - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{6 - 2}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,33 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = \frac{E_C - V_{BEQ}}{I_{BQ}} = \frac{6 - 0,67}{60 \cdot 10^{-6}} = 89 \text{ k}\Omega.$$

Il circuito differenziale dell'amplificatore, introducendo i parametri ibridi del transistor si presenta come in fig. 4.

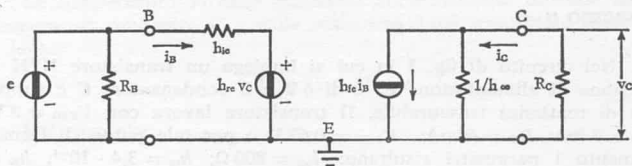


Figura 4.

Dall'esame di tale circuito si possono dedurre le equazioni:

$$e = h_{ie}i_B + h_{re}v_C \quad (1)$$

$$i_C = h_{fe}i_B + h_{oe}v_C \quad (2)$$

$$v_C = -R_C i_C \quad (3)$$

Sostituendo la (3) nella (2) si ottiene:

$$i_C = h_{fe}i_B - h_{oe}R_C i_C$$

da cui:

$$i_C = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_C} i_B \quad (4)$$

e quindi:

$$A_i = \frac{i_C}{i_B} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_C} \quad (5)$$

Sostituendo i valori numerici si ha:

$$A_i = \frac{120}{1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 1,33 \cdot 10^3} = 108,5.$$

La (1), tenendo conto della (3), può essere posta nella forma:

$$e = h_{ie}i_B - h_{re}R_C i_C$$

da cui, sostituendo al posto di i_c la (4), si ha:

$$e = h_{ie} i_B - \frac{h_{re} R_C h_{fe}}{1 + h_{oe} R_C} i_B \quad (6)$$

Dalla (3), tenendo conto della (4), dopo aver sostituito al posto di i_B l'espressione ricavata dalla (6), risulta:

$$\begin{aligned} v_c &= - \frac{R_C h_{fe}}{1 + h_{oe} R_C} \frac{e}{h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe} R_C}{1 + h_{oe} R_C}} = - \frac{R_C h_{fe} e}{h_{ie} (1 + h_{oe} R_C) - h_{re} h_{fe} R_C} \\ &= - \frac{R_C e}{\frac{h_{ie}}{h_{fe}} (1 + h_{oe} R_C) - h_{re} R_C} \end{aligned}$$

e infine:

$$A_v = \frac{v_c}{e} = - \frac{R_C}{\frac{h_{ie}}{h_{fe}} (1 + h_{oe} R_C) - h_{re} R_C} = - \frac{R_C}{\frac{h_{ie}}{A_i} - h_{re} R_C}$$

Nel caso in esame, sostituendo i valori numerici, è:

$$A_v = - \frac{1,33 \cdot 10^3}{\frac{800}{108,5} - 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 1,33 \cdot 10^3} = - 192,5$$

Il segno $-$ sta ad indicare l'inversione di fase fra segnale di uscita e segnale d'ingresso.

Segue per l'amplificazione di potenza A_p :

$$A_p = A_i \cdot |A_v| = 108,5 \cdot 192,5 \cong 20,65 \cdot 10^3$$

La resistenza d'ingresso del transistor si può ricavare direttamente dalla (6):

$$\begin{aligned} R_i' &= \frac{e}{i_B} = h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe} R_C}{1 + h_{oe} R_C} = \\ &= 800 - \frac{3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 120 \cdot 1,33 \cdot 10^3}{1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 1,33 \cdot 10^3} \cong 751 \, \Omega \end{aligned}$$

È però da notare che in realtà la resistenza d'ingresso dell'amplificatore è quella vista ai morsetti del generatore e , che risulta essere il parallelo della R_B con la R_i' trovata in precedenza. Dato però l'alto valore della R_B (80 k Ω) rispetto alla R_i' (751 Ω), la resistenza d'ingresso dell'amplificatore viene in pratica a coincidere con la R_i' .

Per la resistenza di uscita occorre cortocircuitare il generatore d'ingresso e e calcolare la resistenza vista ai morsetti d'uscita. Essa risulta essere il parallelo fra la R_c e la resistenza R_u' vista fra collettore ed emettitore con carico disinserito.

Per il calcolo di R_u' dalla (1), ponendo $v_i = 0$ si ricava:

$$i_B = - \frac{h_{re}}{h_{ie}} v_C$$

che sostituita nella (2) fornisce:

$$i_C = - \frac{h_{re}h_{fe}}{h_{ie}} v_C + h_{oe}v_C$$

da cui:

$$R_u' = \frac{v_C}{i_C} = \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{re}h_{fe}}{h_{ie}}}$$

Sostituendo i valori numerici risulta:

$$R_u' = \frac{1}{80 \cdot 10^{-6} - \frac{3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 120}{800}} = 34,5 \text{ k}\Omega$$

La resistenza di uscita dell'amplificatore risulta quindi:

$$R_u = \frac{R_u' \cdot R_C}{R_u' + R_C} = \frac{34,5 \cdot 10^3 \cdot 1,33 \cdot 10^3}{(34,5 + 1,33) \cdot 10^3} \cong 1,28 \text{ k}\Omega$$

Si può notare, che data l'elevata resistenza interna R_u' , rispetto a quella di carico, il transistor si comporta all'uscita come un generatore di corrente.

ESERCIZIO N. 2.

Nel circuito di fig. 3 con gli stessi dati dell'esercizio N. 1, eseguire i calcoli trascurando h_{re} e trovare gli errori percentuali commessi.

Soluzione:

Le relazioni relative alle amplificazioni e alle resistenze di ingresso e d'uscita si modificano come segue:

- 1) A_i non dipende da h_{re} e quindi resta inalterato, perciò è ancora:

$$A_i = 108,5.$$

$$2) A_v = -\frac{R_c}{h_{ie}} A_i = -\frac{1,33 \cdot 10^3}{800} \cdot 108,5 = -180,5$$

$$\text{errore percentuale: } \frac{180,5 - 192,5}{192,5} \cdot 100 = -6,24 \%.$$

$$3) A_p = A_i |A_v| = 108,5 \cdot 180,5 \cong 19600$$

$$\text{errore percentuale: } \frac{19600 - 20650}{20650} \cdot 100 = -6,24 \%.$$

$$4) R_i = h_{ie} = 800 \Omega$$

$$\text{errore percentuale: } \frac{800 - 751}{751} \cong 6,5 \%.$$

$$5) R_u' = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{80 \cdot 10^{-6}} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_u = \frac{R_u' \cdot R_c}{R_u' + R_c} = \frac{12,5 \cdot 10^3 \cdot 1,33 \cdot 10^3}{(12,5 + 1,33) \cdot 10^3} \cong 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$\text{errore percentuale nella } R_u': \frac{12,5 - 34,5}{34,5} \cdot 100 = -69,8 \%$$

$$\text{errore percentuale nella } R_u: \frac{1,2 - 1,28}{1,28} \cdot 100 = -6,25 \%$$

È da notare che trascurando nei calcoli il parametro h_{re} si commettono errori piuttosto piccoli e inferiori alle variazioni che possono subire i parametri del transistor. Di solito nei collegamenti a emettitore comune e a base comune tale approssimazione è sempre lecita e dà luogo ad una notevole semplificazione delle relazioni relative alle amplificazioni e alle impedenze d'ingresso e d'uscita. L'approssimazione non risulta affatto lecita nel caso che il transistor sia collegato a collettore comune, poiché in tale caso è $h_{re} \cong 1$.

Un errore notevole risulta anche nel calcolo della resistenza di uscita del transistor R_u' ; tale errore però influisce poco nel calcolo della resistenza di uscita dell'amplificatore R_u , in quanto normalmente è $R_C \ll R_u'$.

ESERCIZIO N. 3.

Nel circuito di fig. 3, viene impiegato un transistor che lavora nelle seguenti condizioni: $V_{CEO} = 4,5 \text{ V}$; $I_{CO} = 4 \text{ mA}$; $I_{BO} = 70 \mu\text{A}$; $V_{BEO} = 0,68 \text{ V}$. In corrispondenza di tale punto di funzionamento i parametri ibridi hanno i seguenti valori; $h_{ie} = 750 \Omega$; $h_{re} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{fe} = 54$; $h_{oe} = 160 \mu\text{A/V}$. Volendo ottenere una amplificazione in corrente $A_i = 45$, calcolare:

- 1) Il valore della resistenza di carico R_C .
- 2) Il valore della tensione di alimentazione E_C e quello della resistenza di polarizzazione R_B .
- 3) L'amplificazione in tensione A_v .
- 4) La massima ampiezza E_{im} della tensione applicabile all'ingresso dell'amplificatore e il valore V_{CM} della tensione di uscita corrispondente, supponendo costanti in tutto l'intero campo di funzionamento i parametri del transistor.

Soluzione:

1) Dalla relazione che fornisce l'amplificazione in corrente A_i , si ricava la resistenza di carico R_C :

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_C}$$

e quindi:

$$R_C = \frac{1}{h_{oe}} \left(\frac{h_{fe}}{A_i} - 1 \right) = \frac{1}{160 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{54}{45} - 1 \right) = 1,25 \text{ k}\Omega$$

2) E:

$$E_C = V_{CE0} + R_C \cdot I_{CO} = 4,5 + 1,25 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 9,5 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{E_C - V_{BE0}}{I_{BO}} = \frac{9,5 - 0,68}{70 \cdot 10^{-6}} = 126 \text{ k}\Omega$$

3) Dato il basso valore di h_{ie} , tale parametro può essere trascurato nel calcolo dell'amplificazione. In tal caso è:

$$A_v \cong - \frac{R_C}{h_{ie}} A_i = - \frac{1,25 \cdot 10^3}{750} 45 = - 75.$$

4) L'ampiezza massima della corrente alternativa di base I_{BM} risulta essere quella che rende nulla la corrente di base. Nel caso in esame è $I_{BM} = I_{BO} = 70 \mu\text{A}$, per cui la corrente di base oscillerà fra 0 e $140 \mu\text{A}$ (si ammette che tale valore massimo sia sopportabile dalla giunzione base-emettitore).

In corrispondenza (sempre trascurando h_{re}) è:

$$E_{iM} \cong h_{ie} \cdot I_{BM} = 750 \cdot 70 \cdot 10^{-6} = 52,5 \text{ mV}$$

In corrispondenza è:

$$V_{CM} = A_v \cdot E_{iM} = 75 \cdot 52,5 \cdot 10^{-3} = 3,94 \text{ V}.$$

La tensione di collettore rispetto a massa oscillerà fra:

$$4,5 + 3,94 = 8,44 \text{ V}$$

e:

$$4,5 - 3,94 = 0,56 \text{ V}.$$

Il funzionamento dell'amplificatore potrà quindi essere lineare. Infatti occorre sempre verificare che in corrispondenza della massima corrente di base, il transistor non risulti in saturazione ($V_{CE} \cong 0$), nel qual caso il funzionamento non potrebbe più essere lineare.

ESERCIZIO N. 4.

Nel circuito di fig. 5 il transistor è collegato a base comune. A riposo nella giunzione emettitore-base viene dissipata una potenza $P_{EB} = 0,2 \text{ mW}$ e in quella collettore-base una potenza $P_{CB} = 5 \text{ mW}$. Nell'intorno del punto di funzionamento i parametri del transistor valgono: $h_{ib} = 29 \Omega$; $h_{rb} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{fb} = -0,977$; $h_{ob} = 0,8 \mu\text{A/V}$. Sapendo che $V_{EB} = 0,195 \text{ V}$, che $E_E = 4,5 \text{ V}$ e che sulla resistenza di carico $R_C = 7 \text{ k}\Omega$ viene dissipata una potenza complessiva di $7,84 \text{ mW}$, quando all'ingresso è applicato un segnale alternativo di ampiezza $E_M = 16 \text{ mV}$, calcolare:

- 1) La resistenza di polarizzazione R_E .
- 2) La corrente I_{CO} , la tensione V_{CBO} di riposo del transistor e quella di alimentazione E_C .
- 3) L'amplificazione di potenza A_p .
- 4) Le resistenze d'ingresso R_i e d'uscita R_u dell'amplificatore (nei calcoli si consideri trascurabile la reattanza del condensatore C).

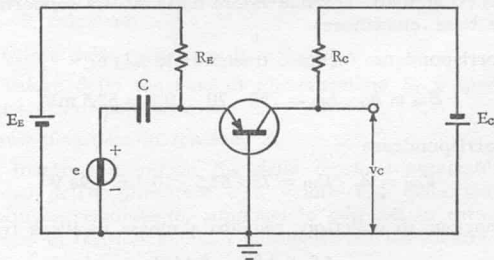


Figura 5.

Soluzione:

- 1) A riposo è:

$$I_{EO} = \frac{P_{EB}}{V_{EB}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,195} = 1,025 \text{ mA}$$

e quindi:

$$R_E = \frac{E_E - V_{EB}}{I_{EO}} = \frac{4,5 - 0,195}{1,025 \cdot 10^{-3}} \cong 4,2 \text{ k}\Omega$$

2) Per calcolare la corrente di collettore a riposo I_{CO} occorre trovare la potenza alternativa sulla R_C per poi ricavare la potenza continua sulla stessa. Occorre quindi in primo luogo calcolare l'ampiezza V_{CM} della tensione alternativa di uscita. È:

$$V_{CM} = E_M \cdot A_v$$

dove:

$$A_v = - \frac{R_C}{\frac{h_{ib}}{A_i} - h_{rb} R_C}$$

essendo:

$$A_i = \frac{h_{ib}}{1 + h_{ob} R_C} = - \frac{0,977}{1 + 0,8 \cdot 10^{-6} \cdot 7 \cdot 10^3} \cong -0,97.$$

Sostituendo i valori numerici si ha:

$$A_v = - \frac{7 \cdot 10^3}{-\frac{29}{0,97} - 4 \cdot 10^{-4} \cdot 7 \cdot 10^3} = \frac{7 \cdot 10^3}{32,7} = 214$$

(Si noti che in questo caso A_v è positivo, cioè la tensione di uscita è in fase con quella d'ingresso).

Infine:

$$V_{CM} = 214 \cdot 16 \cdot 10^{-3} = 3,42 \text{ V}.$$

La potenza alternativa P_a sulla R_C vale:

$$P_a = \frac{V_{CM}^2}{2 R_C} = \frac{3,42^2}{2 \cdot 7 \cdot 10^3} = 0,84 \text{ mW}$$

e quella continua P_C :

$$P_C = (7,84 - 0,84) \cdot 10^{-3} = 7 \text{ mW}$$

dove $P_c = I_{CO}R_c$, da cui:

$$I_{CO} = -\sqrt{\frac{P_c}{R_c}} = -\sqrt{\frac{7 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^3}} = -10^{-3} = -1 \text{ mA}.$$

Segue per V_{CBO} ed E_c :

$$V_{CBO} = \frac{P_{CB}}{I_{CO}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{-10^{-3}} = -5 \text{ V}$$

$$-E_c = V_{CBO} + R_c I_{CO} = -5 - 7 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = -12 \text{ V}.$$

3) L'amplificazione di potenza A_p vale:

$$A_p = |A_i| \cdot A_v = 0,97 \cdot 214 \cong 208.$$

4) È:

$$R_i \cong R_i' = h_{ib} - \frac{h_{rb} \cdot h_{fb} \cdot R_c}{1 + h_{ob} R_c} = 29 + \frac{4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,977 \cdot 7 \cdot 10^3}{1 + 0,8 \cdot 10^{-6} \cdot 7 \cdot 10^3} = 31,7 \Omega$$

(L'effetto della R_E è trascurabile nel calcolo della resistenza d'ingresso dell'amplificatore).

Per il calcolo della resistenza di uscita dell'amplificatore occorre prima trovare la resistenza R_u' con carico disinserito e il parallelo di questa con la R_c .

È:

$$R_u' = \frac{1}{h_{ob} - \frac{h_{rb} h_{fb}}{h_{ib}}} = \frac{1}{0,8 \cdot 10^{-6} + \frac{4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,977}{29}} = 70 \text{ k}\Omega$$

e quindi:

$$R_u = \frac{R_u' \cdot R_c}{R_u' + R_c} = \frac{70 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^3}{77 \cdot 10^3} = 6,37 \text{ k}\Omega.$$

ESERCIZIO N. 5.

Nel circuito in fig. 6, il transistor NPN al germanio funziona alla temperatura di 25°C con $I_{CO} = 4 \text{ mA}$; $I_{BO} = 70 \mu\text{A}$; $V_{BE0} = 0,2 \text{ V}$;

e nell'intorno di tale punto è: $h_{fe} = 54$ e $h_{oe} = 80 \mu\text{A/V}$. Sapendo inoltre che $R_C = 1,6 \text{ k}\Omega$; $E_C = 12 \text{ V}$ e $E_B = 3 \text{ V}$, che la corrente inversa I_{CBO} della giunzione collettore-base alla temperatura di 25°C è di $4 \mu\text{A}$ e che essa raddoppia per ogni aumento della temperatura di 10°C , calcolare il nuovo punto di funzionamento alla temperatura di 55°C , prima supponendo trascurabile la variazione di V_{BE} e poi supponendo che essa diminuisca in valore assoluto di $2,5 \text{ mV}$ per $^\circ\text{C}$.

Nei calcoli si suppongano h_{fe} e h_{oe} indipendenti dalla temperatura e si consideri trascurabile h_{ie} .

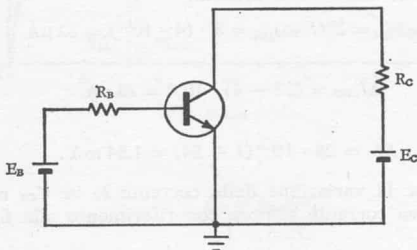


Figura 6.

Soluzione:

Alla temperatura di 25°C il punto di funzionamento del transistore risulta:

$$I_{CO} = 4 \text{ mA}$$

$$I_{BO} = 70 \mu\text{A}$$

$$V_{CEO} = E_C - R_C I_{CO} = 12 - 1,6 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 5,6 \text{ V}$$

Poiché l'equazione che lega la corrente I_C con la I_{CBO} è:

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha}$$

si avrà che la caratteristica a $I_B = 70 \mu\text{A}$ si traslerà lungo l'asse delle ordinate (fig. 7) di una quantità:

$$\Delta I_C = \frac{\Delta I_{CBO}}{1 - \alpha} = \Delta I_{CBO} (1 + h_{fe})$$

essendo:

$$h_{fe} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Nel caso in esame la temperatura varia di $55^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C} = 30^\circ\text{C}$ perciò il valore di I_{CBO} a 55°C diventa:

$$(I_{CBO})_{55^\circ\text{C}} = 2^3 (I_{CBO})_{25^\circ\text{C}} = 8 \cdot (4 \cdot 10^{-6}) = 32 \mu\text{A}$$

quindi:

$$\Delta I_{CBO} = (32 - 4) \cdot 10^{-6} = 28 \mu\text{A}$$

e

$$\Delta I_C = 28 \cdot 10^{-6} (1 + 54) = 1,54 \text{ mA}.$$

Tale sarebbe la variazione della corrente I_C se V_{CE} restasse costante e la nuova corrente sempre con riferimento alla fig. 7 sarebbe I'_C .

In realtà il nuovo punto di funzionamento risulterà caratterizzato da una tensione V'_{CEO} e da una corrente I'_{CO} che devono soddisfare alla condizione:

$$V'_{CEO} + R_C I'_{CO} = E_C \quad (1)$$

e poiché alla temperatura di 25°C deve essere:

$$V_{CEO} + R_C I_{CO} = E_C \quad (2)$$

sottraendo membro a membro la (2) dalla (1), si ottiene:

$$V'_{CEO} - V_{CEO} + R_C (I'_{CO} - I_{CO}) = 0 \quad (3)$$

Ma dall'esame della fig. 7, essendo $I_B = I_{BO} = \text{cost}$, è anche:

$$I'_C - I'_{CO} = h_{oe} (V_{CEO} - V'_{CEO}) \quad (4)$$

La (3), tenendo conto della (4) diventa:

$$\frac{I'_C - I'_{CO}}{h_{oe}} = R_C (I'_{CO} - I_{CO})$$

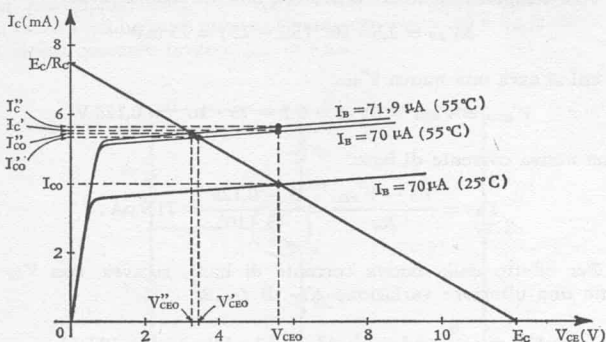


Figura 7.

e quindi:

$$I'_{CO} = \frac{I'_C + h_{oe} R_C I_{CO}}{1 + h_{oe} R_C} \quad (5)$$

dove:

$$I'_C = I_{CO} + \Delta I_C = (4 + 1,54) \cdot 10^{-3} = 5,54 \text{ mA}$$

Sostituendo i valori numerici, la (5) diventa:

$$\begin{aligned} I'_{CO} &= \frac{5,54 \cdot 10^{-3} + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 1,6 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{1 + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 1,6 \cdot 10^3} = \\ &= \frac{(5,54 + 0,51) \cdot 10^{-3}}{1,128} = 5,36 \text{ mA} \end{aligned}$$

e dalla (1):

$$V'_{CEO} = E_C - R_C I'_{CO} = 12 - 1,6 \cdot 10^3 \cdot 5,36 \cdot 10^{-3} = 3,43 \text{ V}$$

Per tener conto della variazione del punto di funzionamento, dovuta alla variazione di V_{BE} con la temperatura, occorre in primo luogo calcolare la resistenza R_B e poi la nuova corrente I'_{BO} a 55 °C. Si ha:

$$R_B = \frac{E_B - V_{BE0}}{I_{BO}} = \frac{3 - 0,2}{70 \cdot 10^{-6}} = 40 \text{ k}\Omega$$

Alla temperatura di 55 °C si avrà una variazione ΔV_{BE} :

$$\Delta V_{BE} = 2,5 \cdot 10^{-3} (55 - 25) = 75 \text{ mV}$$

per cui si avrà una nuova V'_{BEO} :

$$V'_{BEO} = V_{BEO} + \Delta V_{BE} = 0,2 - 75 \cdot 10^{-3} = 0,125 \text{ V}$$

e una nuova corrente di base:

$$I'_{BO} = \frac{E_B - V'_{BEO}}{R_B} = \frac{3 - 0,125}{40 \cdot 10^3} = 71,9 \mu\text{A}.$$

Per effetto della nuova corrente di base, si avrà, con V_{CE} costante una ulteriore variazione $\Delta'I_C$ di I_C . È:

$$\Delta'I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \Delta I_B = h_{fe} \Delta I_B = 54 \cdot 1,9 \cdot 10^{-6} = 102 \mu\text{A}$$

essendo $\Delta I_B = I'_{BO} - I_{BO}$.

Con $V_{CE} = V_{CEO}$ si avrà una nuova corrente di collettore I_C'' (fig. 7).

È:

$$I_C'' = I_C + \Delta'I_C = (5,54 + 0,102) \cdot 10^{-3} = 5,642 \text{ mA}.$$

La nuova corrente I_{CO}'' si calcolerà ancora dalla (5):

$$I_{CO}'' = \frac{I_C'' + h_{oe} R_C I_{CO}}{1 + h_{oe} R_C} = \frac{5,642 + 0,51}{1,128} 10^{-3} = 5,45 \text{ mA}$$

e di conseguenza, la nuova tensione V_{CEO}'' :

$$V_{CEO}'' = 12 - 1,6 \cdot 10^3 \cdot 5,45 \cdot 10^{-3} = 3,28 \text{ V}$$

Si noti come l'effetto della variazione della V_{BE} sia molto inferiore a quello della variazione di I_{CBO} , nei transistori al germanio.

ESERCIZIO N. 6.

Il circuito di fig. 8 fa uso di un transistor al germanio, che alla temperatura di 25 °C funziona nello stesso punto di quello dell'eser-

cizio precedente, cioè con $I_{CO} = 4 \text{ mA}$; $I_{BO} = 70 \mu\text{A}$; $V_{BEO} = 0,2 \text{ V}$; $V_{CEO} = 5,6 \text{ V}$ ed ha pure gli stessi parametri ($h_{fe} = 54$ e $h_{oe} = 80 \mu\text{A/V}$) e la stessa corrente inversa $I_{CBO} = 4 \mu\text{A}$.

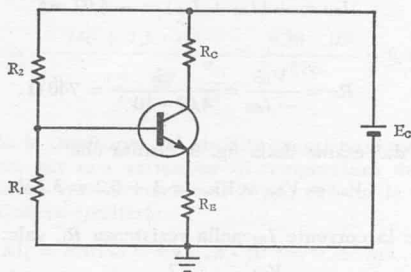


Figura 8.

Sapendo che è ancora $R_C = 1,6 \text{ k}\Omega$, che $E_C = 15 \text{ V}$ e $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e supponendo che I_{CBO} raddoppi per ogni aumento della temperatura di 10°C , calcolare:

- 1) Le resistenze R_E e R_2 presenti nel circuito.
- 2) Il coefficiente di stabilizzazione termica S .
- 3) La variazione della corrente di collettore I_C alla temperatura di 55°C , supponendo trascurabile l'effetto della variazione di V_{BE} e con V_{CEO} costante.

Soluzione:

- 1) Dall'esame della fig. 8 appare che:

$$V_{EO} = E_C - R_C I_{CO} - V_{CEO}.$$

Alla temperatura di 25°C è:

$$V_{EO} = 15 - 1,6 \cdot 10^3 (4 \cdot 10^{-3}) + 5,6 = 3 \text{ V}.$$

Ma è:

$$V_{EO} = -R_E I_{EO}$$

dove:

$$I_{EO} = -(I_{CO} + I_{BO}) = -4,07 \text{ mA}$$

da cui:

$$R_E = \frac{V_{EO}}{-I_{EO}} = \frac{3}{4,07 \cdot 10^{-3}} = 740 \Omega.$$

Sempre dall'esame della fig. 8, risulta che:

$$V_{BO} = V_{EO} + V_{BEO} = 3 + 0,2 = 3,2 \text{ V}$$

e quindi che la corrente I_{R1} nella resistenza R_1 , vale:

$$I_{R1} = \frac{V_{BO}}{R_1} = \frac{3,2}{10 \cdot 10^3} = 0,32 \text{ mA}.$$

La corrente in R_2 , per il primo principio di Kirchhoff, sarà:

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = 0,32 \cdot 10^{-3} + 70 \cdot 10^{-6} = 0,39 \text{ mA}$$

e poiché la tensione ai suoi capi vale:

$$V_{R2} = E_C - V_{BO} = 15 - 3,2 = 11,8 \text{ V}$$

si avrà:

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{11,8}{0,39 \cdot 10^{-3}} = 30,3 \text{ k}\Omega$$

2) Il coefficiente di stabilizzazione termica S vale:

$$S \cong \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1 - \alpha)}$$

dove R_B è la resistenza di polarizzazione vista dalla base.

Nel caso in esame è:

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 30,3 \cdot 10^3}{(10 + 30,3) \cdot 10^3} \cong 7,5 \text{ k}\Omega$$

Poiché è:

$$\alpha \cong \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = \frac{54}{55}$$

risulta:

$$S \cong \frac{740 + 7,5 \cdot 10^3}{740 + 7,5 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{55}} = \frac{8,24 \cdot 10^3}{876} = 9,4.$$

3) Essendo le condizioni del circuito identiche a quelle dell'esercizio precedente, per una variazione di temperatura da 25° a 55 °C, la corrente inversa varierà ancora di 28 μ A, per cui la variazione di corrente di collettore risulterà:

$$\Delta I_C = S \Delta I_{CBO} = 9,4 \cdot 28 \cdot 10^{-6} = 0,263 \text{ mA}.$$

ESERCIZIO N. 7.

Nel circuito di fig. 9, il transistor è alimentato ad una tensione $E_C = 12 \text{ V}$ e funziona a riposo con $I_{CO} = 5 \text{ mA}$, $V_{CEO} = 6,5 \text{ V}$; $I_{BO} = 40 \mu\text{A}$; $V_{BEQ} = 0,6 \text{ V}$.

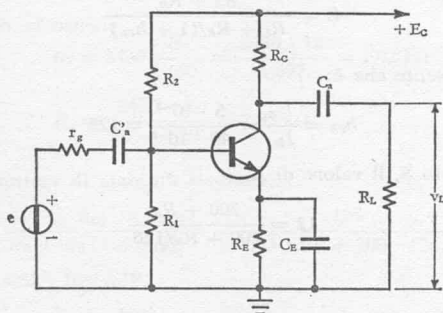


Figura 9.

Sapendo che il valore della resistenza di carico R_C è di 900Ω , calcolare le resistenze del circuito di polarizzazione e di stabilizzazione termica affinché si abbia $S = 12$. Calcolare inoltre gli altri fattori di stabilità: $M = dI_C/dV_{BE}$ e $N = dI_C/dh_{FE}$.

Soluzione:

Dall'esame del circuito di fig. 9 risulta:

$$V_{RC} = R_C I_{CO} = 900 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 4,5 \text{ V}$$

e quindi:

$$V_{EO} = E_C - V_{RC} - V_{CEO} = 12 - 4,5 - 6,5 = 1 \text{ V}.$$

Essendo la corrente di collettore:

$$I_{EO} = -(I_{CO} + I_{BO}) = -(5 \cdot 10^{-3} + 40 \cdot 10^{-6}) = -5,04 \text{ mA}$$

segue:

$$R_E = -\frac{V_{EO}}{I_{EO}} = \frac{1}{5,04 \cdot 10^{-3}} \cong 200 \Omega.$$

Dalla relazione:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B/(1 + h_{FE})}$$

tenendo presente che è:

$$h_{FE} = \frac{I_{CO}}{I_{BO}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 125$$

si ricava, noto S , il valore di R_B :

$$12 = \frac{200 + R_B}{200 + R_B/125}$$

da cui:

$$2400 + \frac{12}{126} R_B = 200 + R_B$$

$$\frac{114}{126} R_B = 2200$$

$$R_B = 2220 \frac{126}{114} = 2430 \Omega$$

la quale risulta il parallelo del partitore R_1 - R_2 .

Per il calcolo di R_1 e R_2 , occorre applicare il teorema di Thèvenin fra base e massa. Il circuito di polarizzazione si comporta come un generatore di f.e.m.:

$$E_B = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

con in serie la resistenza R_B .

Poiché è:

$$E_B = V_{EO} + V_{BEO} + R_B I_{BO} = 1 + 0,6 + 2430 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 1,697 \text{ V}$$

si ha il sistema:

$$E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 1,697$$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2430$$

Risolvendo, si ottiene:

$$R_2 = 2430 \frac{E_C}{1,697} = \frac{2430 \cdot 12}{1,697} = 17,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{2430 \cdot R_2}{R_2 - 2430} = 2,83 \text{ k}\Omega$$

Gli altri fattori di stabilità risultano:

$$M = - \frac{h_{FE}}{R_B + R_E (1 + h_{FE})} = - \frac{125}{2,43 \cdot 10^3 + 200 \cdot 126} = - 4,52 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$N = \frac{I_C}{h_{FE}^2} S = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{125^2} 12 = 3,84 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

ESERCIZIO N. 8.

Il circuito di fig. 10 viene realizzato impiegando un transistor, alimentato alla tensione $E_C = 9\text{ V}$ e funzionante a riposo con $V_{CEO} = 4,6\text{ V}$ e $V_{BE0} = 0,7\text{ V}$.

Sapendo che la resistenza di carico vale $R_C = 2,2\text{ k}\Omega$ e quella complessiva di polarizzazione di base $R_B = R_1 + R_2 = 200\text{ k}\Omega$, determinare i fattori di stabilità termica S , M e N .

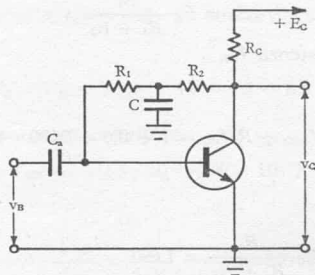


Figura 10.

Soluzione:

Dall'esame del circuito di fig. 10, trascurando la corrente di base I_{BO} rispetto a quella di collettore I_{CO} , risulta:

$$I_{CO} = \frac{E_C - V_{CE0}}{R_C} = \frac{9 - 4,6}{2,2 \cdot 10^3} = 2\text{ mA}.$$

Inoltre è:

$$I_{BO} = \frac{V_{CE0} - V_{BE0}}{R_B} = \frac{4,6 - 0,7}{200 \cdot 10^3} = 19,5\text{ }\mu\text{A}$$

Segue:

$$h_{FE} = \frac{I_{CO}}{I_{BO}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{19,5 \cdot 10^{-6}} = 102,5$$

I fattori di stabilità termica valgono:

$$S = \frac{R_C + R_B}{R_C + R_B/(1 + h_{FE})} = \frac{(200 + 2,2) \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^3 + 200 \cdot 10^3/(1 + 102,5)} = 49$$

$$M = \frac{-h_{FE}}{R_B + R_C(1 + h_{FE})} = -\frac{102,5}{(200 + 2,2 \cdot 103,5) 10^3} =$$

$$= -0,24 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$N = \frac{I_C}{h_{FE}^2} S = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{102,5^2} 49 = 9,35 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

ESERCIZIO N. 9.

Il circuito di fig. 11 fa uso di un transistor NPN al germanio avente resistenza termica $\theta = 220^\circ\text{C/W}$ e funzionante ad una temperatura $T = 65^\circ\text{C}$. Il transistor funziona a riposo con $V_{CE0} = 6 \text{ V}$; $I_{CO} = 200 \text{ mA}$; $I_{BO} = 2 \text{ mA}$ e $V_{BE0} = 0,35 \text{ V}$. Il circuito di polarizzazione comprende un diodo D che, attraversato da una corrente di 20 mA , presenta una caduta di tensione di $0,35 \text{ V}$ e serve a compensare gli effetti termici sulla V_{BE} .

Inoltre il primario del trasformatore ha una resistenza R_p di 2Ω e il transistor alla temperatura $T_0 = 25^\circ\text{C}$ presenta una corrente inversa $I_{CBO} = -10 \mu\text{A}$.

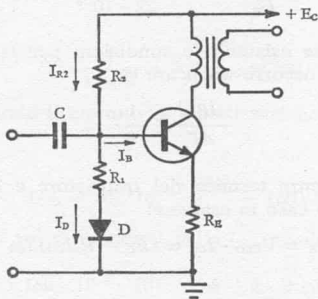


Figura 11.

Sapendo che la I_{CBO} raddoppia per ogni aumento della temperatura di 10°C e che $h_{FE} \cong 100$, calcolare:

1) Il circuito di polarizzazione e la tensione di alimentazione E_C nel caso che non esista circuito di stabilizzazione termica ($R_E = 0$) e verificare se si ha fuga termica.

2) Il circuito di stabilizzazione termica, la nuova tensione di alimentazione fissando $R_E = 3\ \Omega$ e verificare se viene impedita la fuga termica.

3) Il fattore di stabilità termica $M = \frac{dI_C}{dV_{BE}}$

Soluzione:

1) Nel caso che $R_E = 0$, si ha:

$$E_C = V_{CEO} + R_P I_{CO} = 6 + 2 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 6,40\text{ V}$$

Inoltre poiché $V_{BO} = V_{BEO} = 0,35\text{ V} = V_D$ (tensione del diodo D), risulta che R_1 deve essere uguale a zero e poiché la corrente in R_2 deve essere:

$$I_{R2} = I_D + I_{BO} = (20 + 2) \cdot 10^{-3} = 22\text{ mA}$$

risulta:

$$R_2 = \frac{E_C - V_{BEO}}{I_{R2}} = \frac{6,40 - 0,35}{22 \cdot 10^{-3}} = 275\ \Omega$$

Per verificare se esistono le condizioni per la fuga termica (o instabilità termica) occorre verificare se:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} \approx \frac{1}{\theta} \quad (1)$$

essendo θ la resistenza termica del transistor e T la temperatura della giunzione. Nel caso in esame è:

$$P_{CE} = V_{CEO} \cdot I_{CO} = (E_C - R_P I_{CO}) I_{CO} \quad (2)$$

da cui:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} = \frac{dP_{CE}}{dI_{CO}} \frac{dI_{CO}}{dT} = (E_C - 2 R_P I_{CO}) \frac{dI_{CO}}{dT} \quad (3)$$

ma è anche:

$$\frac{dI_{CO}}{dT} = \frac{dI_{CO}}{dI_{CBO}} \frac{dI_{CBO}}{dT} = S \frac{dI_{CBO}}{dT} \quad (4)$$

essendo S il coefficiente di stabilizzazione termica. Tenendo conto della (4), la (3) può essere scritta nella forma:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} = (E_C - 2 R_p I_{CO}) \cdot S \cdot \frac{dI_{CBO}}{dT} \quad (5)$$

Con i dati del problema è:

$$I_{CBO} = I_{CBOO} 2^{\frac{T-T_o}{10}} \quad (6)$$

(la I_{CBO} raddoppia per un aumento di 10°C); avendo indicato con I_{CBOO} il valore di I_{CBO} alla temperatura $T_o = 25^\circ\text{C}$.

Dalla (6) si deduce:

$$\frac{dI_{CBO}}{dT} = I_{CBOO} \frac{1}{10} (\lg_n 2) \cdot \left(2^{\frac{T-T_o}{10}} \right) = I_{CBO} \cdot \frac{\lg_n 2}{10} \cong 0,07 I_{CBO}$$

per cui la (5) può essere espressa nella forma:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} = 0,07 I_{CBO} S (E_C - 2 R_p I_{CO}) \quad (7)$$

dove:

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + h_{FE} = 101$$

(mancando il circuito di stabilizzazione termica)

e dalla (6):

$$I_{CBO} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{\frac{65-25}{10}} = 160 \mu\text{A}.$$

Sostituendo i valori numerici nella (7), risulta:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{CE}}{dT} &= 0,07 \cdot 160 \cdot 10^{-6} \cdot 101 \cdot (6,4 - 2 \cdot 2 \cdot 200 \cdot 10^{-3}) = \\ &= 6,35 \cdot 10^{-3} \text{ W}/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Essendo:

$$\frac{1}{\theta} = \frac{1}{220} = 4,55 \cdot 10^{-3} \text{ W/}^{\circ}\text{C}$$

si ha:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} > \frac{1}{\theta}$$

e quindi si ha instabilità o fuga termica con conseguente distruzione del transistor.

2) Nel caso che $R_E = 3 \Omega$ si ha:

$$\begin{aligned} E_C &= V_{CE0} + V_{EO} + R_P I_{CO} = \\ &= 6 + 3(200 + 2) \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 200 \cdot 10^{-3} \cong 7 \text{ V} \end{aligned}$$

essendo $V_{EO} = R_E (I_{CO} + I_{BO})$.

Poiché:

$$V_{BO} = V_{EO} + V_{BEO} = 3 \cdot 202 \cdot 10^{-3} + 0,35 = 0,956 \text{ V}$$

risulta:

$$V_{R1} = V_{BO} - V_D = 0,956 - 0,35 = 0,606 \text{ V}$$

e quindi:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_D} = \frac{0,606}{20 \cdot 10^{-3}} = 30,3 \Omega$$

(R_2 resta ancora uguale a 275Ω).

La (2) ora si modifica per effetto della resistenza R_E e diventa:

$$P_{CE} = V_{CE0} I_{CO} \cong [E_C - (R_P + R_E) I_{CO}] I_{CO} \quad (2')$$

(si è trascurato I_{BO} rispetto a I_{CO})

e di conseguenza la (7) si modifica nella:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} = 0,07 I_{CBO} S \cdot [E_C - 2(R_P + R_E) \cdot I_{CO}] \quad (7')$$

dove:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1 - \alpha)} = \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{1 + h_{FE}}}$$

essendo R_B la resistenza vista dalla base. È:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{30,3 \cdot 275}{30,3 + 275} = 27,3 \, \Omega$$

quindi:

$$S = \frac{3 + 27,3}{3 + \frac{27,3}{101}} = 9,3$$

Sostituendo i valori numerici la (7') risulta:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{CE}}{dT} &= 0,07 \cdot 160 \cdot 10^{-6} \cdot 9,3 [7 - 2 \cdot 5 \cdot 200 \cdot 10^{-3}] = \\ &= 0,52 \cdot 10^{-3} \text{ W/}^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Risulta ora:

$$\frac{dP_{CE}}{dT} < \frac{1}{\theta}$$

e quindi non si ha fuga termica.

3) Il fattore di stabilità termica M , in prima approssimazione, risulta, con il diodo di compensazione⁽¹⁾.

$$M = - \frac{R_1}{(R_1 + R_2) R_E} = - \frac{30,3}{(30,3 + 275) \cdot 3} = - 33,1 \text{ mA/V.}$$

ESERCIZIO N. 10.

Uno stadio di un amplificatore a transistori viene realizzato impiegando un transistor NPN, collegato ad emettitore comune, che a riposo funziona nelle seguenti condizioni:

$$V_{CEO} = 5,5 \text{ V; } I_{CO} = 5,4 \text{ mA; } I_{BO} = 50 \, \mu\text{A; } V_{BEO} = 0,68 \text{ V.}$$

(1) CUPIDO-LOTTI - *Elettronica generale*. Vol. I, Cap. V.

Nell'intorno di tale punto di funzionamento i parametri ibridi risultano: $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 95$; $h_{re} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{oe} = 125 \mu\text{A/V}$.

La polarizzazione di base del transistor è ottenuta mediante un partitore resistivo, alimentato dalla stessa batteria del circuito di collettore e composto dalle resistenze $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$, posta fra base e massa e da $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, fra base e morsetto positivo della batteria. Fra emettitore e massa è inserita una resistenza $R_E = 220 \Omega$ con in parallelo un condensatore di reattanza trascurabile, con funzione di stabilizzazione termica.

All'ingresso dell'amplificatore è applicato un generatore di segnali alternativi, avente resistenza interna $r_g = 1,2 \text{ k}\Omega$, tramite un condensatore di accoppiamento di reattanza trascurabile e all'uscita dello stadio è inserito, tramite un altro condensatore di reattanza pure trascurabile, un utilizzatore avente resistenza $R_L = 1,8 \text{ k}\Omega$.

Dopo aver disegnato lo schema dello stadio amplificatore e il suo circuito differenziale equivalente, calcolare:

- 1) Il valore della f.e.m. della batteria di alimentazione e la potenza da esso erogata;
- 2) Il valore della resistenza di carico R_C , posta sul collettore.
- 3) L'ampiezza della f.e.m. del generatore d'ingresso, affinché sulla resistenza R_L dell'utilizzatore si abbia una tensione di ampiezza 3 V e frequenza a centro banda.
- 4) L'amplificazione di potenza, intesa come rapporto fra la potenza assorbita dalla resistenza R_L e quella erogata dal generatore d'ingresso.
- 5) Il fattore di stabilizzazione termica S .

Soluzione:

Lo schema del circuito risulta come in fig. 12.

- 1) La tensione V_{EO} fra emettitore e massa vale:

$$V_{EO} = -R_E I_{EO} = R_E (I_{CO} + I_{BO}) = 220 (5,4 + 0,05) \cdot 10^{-3} = 1,2 \text{ V}$$

e quella fra base e massa:

$$V_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = 0,68 + 1,2 = 1,88 \text{ V}$$

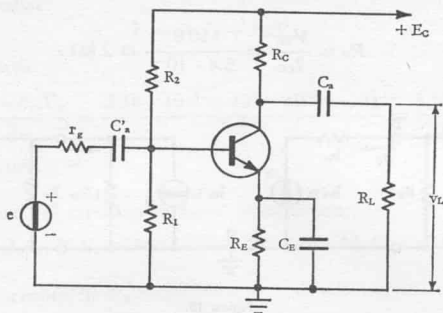


Figura 12.

Segue per la corrente nella resistenza R_1 :

$$I_{R1} = \frac{V_{BO}}{R_1} = \frac{1,88}{1,5 \cdot 10^3} = 1,25 \text{ mA}$$

e per quella in R_2 :

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = (1,25 + 0,05) \cdot 10^{-3} = 1,3 \text{ mA}$$

La tensione ai capi di R_2 risulta:

$$V_{R2} = R_2 I_{R2} = 12 \cdot 10^3 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} = 15,6 \text{ V}$$

e di conseguenza la tensione di alimentazione:

$$E_C = V_{R1} + V_{R2} = 1,88 + 15,6 \approx 17,5 \text{ V}.$$

La potenza erogata dalla batteria di alimentazione è:

$$P_a = E_C (I_{CO} + I_{R2}) = 17,5 (5,4 + 1,3) \cdot 10^{-3} = 117 \text{ mW}$$

2) La tensione ai capi della resistenza di carico R_C , a riposo, si calcola dalla relazione:

$$V_{RC} = E_C - V_{CO} = E_C - V_{CEO} - V_{EO} = 17,5 - 5,5 - 1,2 = 10,8 \text{ V}$$

da cui:

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{CO}} = \frac{10,8}{5,4 \cdot 10^{-3}} \cong 2 \text{ k}\Omega.$$

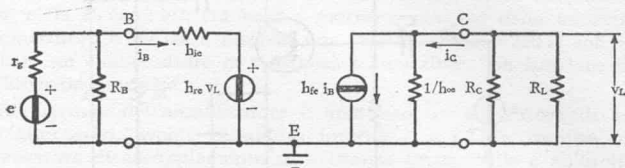


Figura 13.

3) Per calcolare l'ampiezza del segnale alternativo di ingresso, necessaria per avere in uscita un segnale di ampiezza 3 V, occorre in primo luogo disegnare il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore (fig. 13) in cui sono state considerate nulle le reattanze dei condensatori ed è stato sostituito con R_B il parallelo fra R_1 e R_2 .

E:

$$R_B = \frac{1,5 \cdot 12 \cdot 10^6}{(1,5 + 12) \cdot 10^3} = 1,33 \text{ k}\Omega$$

Dall'esame del circuito di fig. 13, risulta che la resistenza di carico effettiva dell'amplificatore R'_C , per i segnali alternativi, vale:

$$R'_C = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{(2 + 1,8) 10^3} \cong 950 \Omega.$$

Segue per la corrente di collettore I_C :

$$I_C = -\frac{V_L}{R'_C} = -\frac{-3}{950} = 3,16 \text{ mA}.$$

(I due segni — sono conseguenza delle convenzioni di segno assunte per le correnti e le tensioni e dell'opposizione di fase fra la tensione di uscita e quella d'ingresso).

Si ha inoltre:

$$I_C = h_{fe} I_B + h_{oe} V_u$$

da cui si ricava:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{I_C - h_{oe} V_u}{h_{fe}} = \frac{3,16 \cdot 10^{-3} - 125 \cdot 10^{-6} (-3)}{95} = \frac{3,53}{95} 10^{-3} = \\ &= 37,2 \mu\text{A} . \end{aligned}$$

Dall'esame del circuito di base, risulta ora:

$$V_{BE} = h_{ie} I_B + h_{re} V_u = 10^3 \cdot 37,2 \cdot 10^{-6} - 4 \cdot 10^{-4} \cdot 3 = 36 \text{ mV} .$$

Ora la corrente in R_B vale:

$$I_{RB} = \frac{V_{BE}}{R_B} = \frac{36 \cdot 10^{-3}}{1,33 \cdot 10^3} \cong 27 \mu\text{A}$$

e di conseguenza la corrente I erogata dal generatore e risulta:

$$I = I_{RB} + I_B = (27 + 37,2) \cdot 10^{-6} = 64,2 \mu\text{A}$$

Ma:

$$E = I \cdot r_g + V_{BE} = 64,2 \cdot 10^{-6} \cdot 1,2 \cdot 10^3 + 36 \cdot 10^{-3} = 0,113 \text{ V}$$

Quindi l'ampiezza del segnale alternativo d'ingresso deve essere di 0,113 V.

4) La potenza erogata dal generatore e vale:

$$P_i = \frac{E_M I_M}{2} = \frac{0,113 \cdot 64,2 \cdot 10^{-6}}{2} \cong 3,6 \mu\text{W}$$

mentre quella assorbita dell'utilizzatore R_L vale:

$$P_u = \frac{V_{LM}^2}{2 R_L} = \frac{3^2}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^3} = 2,5 \text{ mW}$$

per cui l'amplificazione di potenza risulta:

$$A_p = \frac{P_u}{P_i} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{3,6 \cdot 10^{-6}} = 695$$

5) Il fattore di stabilizzazione termica vale:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{1 + h_{FE}}} = \frac{220 + 1,33 \cdot 10^3}{220 + \frac{1,33 \cdot 10^3}{96}} = 6,65$$

ESERCIZIO N. 11.

L'amplificatore di fig. 14 è realizzato con il transistor FET a canale N BFW10 che funziona a riposo con: $V_{DSO} = 6 \text{ V}$ e $V_{GSO} = -2 \text{ V}$. Conoscendo la tensione di alimentazione $E_D = 20 \text{ V}$ e l'amplificazione $A_o = 4,25$, considerando trascurabile la reattanza del condensatore C_a , calcolare:

- 1) Gli elementi del gruppo di polarizzazione R_k , C_k , sapendo che la minima frequenza per cui viene usato l'amplificatore è di 50 Hz.
- 2) Le resistenze R_C e R_L .

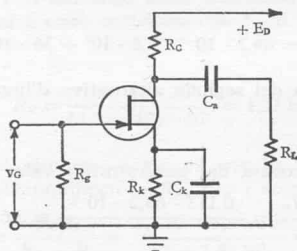


Figura 14.

Soluzione:

1) Dalle caratteristiche del FET, si ha in corrispondenza di $V_{DSO} = 6 \text{ V}$ e $V_{GSO} = -2 \text{ V}$:

$$I_{DO} = 4,5 \text{ mA}$$

quindi:

$$R_k = \frac{V_{SO}}{I_{DO}} = - \frac{V_{GSO}}{I_{DO}} = \frac{2}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 445 \, \Omega$$

e ponendo:

$$X_{Ck} = \frac{R_k}{10},$$

segue per C_k :

$$C_k = \frac{10}{2 \pi f R_k} = \frac{10}{2 \pi \cdot 50 \cdot 445} \cong 72 \, \mu\text{F}.$$

2) La resistenza di carico R_C vale:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 6 - 2}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 2,67 \, \text{k}\Omega.$$

Ora nell'intorno del punto di funzionamento del FET si possono trovare graficamente sulle caratteristiche i parametri differenziali; si ha:

$$r_d = 20 \, \text{k}\Omega \quad ; \quad g_m = 3,5 \, \text{mA/V}.$$

Il circuito differenziale equivalente si presenta come in fig. 15.

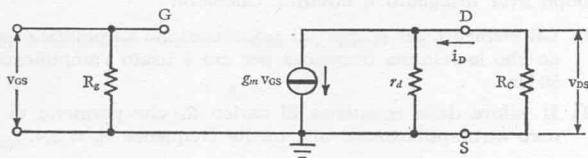


Figura 15.

Indicando con R_p il parallelo delle resistenze r_d , R_C e R_L , dalla relazione:

$$A_o = g_m R_p$$

si deduce:

$$R_p = \frac{A_o}{g_m} = \frac{4,25}{3,5 \cdot 10^{-3}} = 1,21 \text{ k}\Omega$$

e per $1/R_L$:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_L} &= \frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_c} - \frac{1}{r_d} = \frac{10^{-3}}{1,21} - \frac{10^{-3}}{2,67} - \frac{10^{-3}}{20} = \\ &= 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \end{aligned}$$

e infine:

$$R_L = \frac{10^3}{0,4} = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

ESERCIZIO N. 12.

Un amplificatore realizzato con un MOS *depletion canale P*, funziona a riposo con $V_{DSO} = -10 \text{ V}$; $V_{GSO} = 2 \text{ V}$; $I_{DO} = -10 \text{ mA}$ e in corrispondenza i valori dei parametri differenziali sono:

$$r_d = 20 \text{ k}\Omega \quad \text{e} \quad g_m = 3 \text{ mA/V}.$$

Dopo aver disegnato il circuito, calcolare:

- 1) Gli elementi del gruppo di polarizzazione automatica, sapendo che la minima frequenza per cui è usato l'amplificatore è 50 Hz.
- 2) Il valore della resistenza di carico R_c che permette di ottenere un'amplificazione alle medie frequenze $A_o = 3,4$.
- 3) La tensione di alimentazione E_D .

Soluzione:

Poiché il MOS lavora in *depletion mode*, l'amplificatore si presenta come in fig. 16, con il gruppo di polarizzazione R_k , C_k .

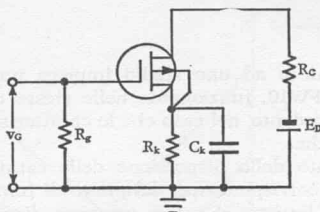


Figura 16.

1) Si ha per R_k :

$$R_k = \frac{V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{-V_{GSO}}{I_{DO}} = \frac{-2}{-10 \cdot 10^{-3}} = 200 \, \Omega$$

e, per C_k , ponendo:

$$X_{ck} = \frac{R_k}{10} :$$

$$C_k = \frac{10}{\omega R_k} = \frac{10}{2\pi \cdot 50 \cdot 200} \cong 160 \, \mu\text{F}.$$

2) L'amplificazione, in valore assoluto risulta:

$$A_o = \frac{\mu R_c}{r_d + R_c}$$

da cui:

$$R_c = \frac{r_d A_o}{\mu - A_o} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 3,4}{60 - 3,4} = 1,2 \, \text{k}\Omega.$$

3) Per la tensione di alimentazione, si ha infine, con il secondo principio di Kirchhoff, applicato alla maglia di uscita:

$$-E_D = R_c I_{DO} + V_{DSO} + V_{SO} = -1,2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} - 10 - 2 = -24 \, \text{V}$$

ESERCIZIO N. 13.

Un amplificatore ad uno stadio impiega un transistor FET a canale N tipo BFW10, funzionante nelle stesse condizioni di quello dell'esercizio precedente, nel caso che le caratteristiche del transistor siano quelle tipiche.

Tenendo conto della dispersione delle caratteristiche, calcolare i valori limiti in corrispondenza del punto di funzionamento.

Volendo ora limitare il valore massimo di corrente I_{DO} a riposo al valore $I_{DO\max} = 6\text{ mA}$, modificare il circuito dell'amplificatore, calcolarne i valori dei nuovi componenti e il nuovo valore dell'amplificazione A_o alle medie frequenze.

Soluzione:

1) Facendo riferimento alle caratteristiche mutue riportate in appendice, e considerando che normalmente si lavora nel tratto orizzontale delle caratteristiche $I_D - V_{DS}$, in cui si può in prima approssimazione considerare la corrente I_D indipendente dalla tensione V_{DS} , il punto di funzionamento a riposo può essere determinato dall'incontro delle caratteristiche mutue con la retta passante per l'origine e inclinata in relazione al valore della resistenza R_k di polarizzazione automatica. Per tracciare tale retta basta determinarne un punto generico, ad esempio:

$$V_{GS} = -4\text{ V}$$

$$I_D = \frac{-V_{GS}}{R_k} = \frac{4}{445} = 9\text{ mA}$$

(Il valore di R_k è stato dedotto nell'esercizio precedente).

La costruzione è riportata in fig. 17.

Da essa si deduce che:

$$I_{DO\max} = 7,2\text{ mA}$$

$$V_{GS0\max} = -3,2\text{ V}$$

$$I_{DO\min} = 2,7\text{ mA}$$

$$V_{GS0\min} = -1,2\text{ V}$$

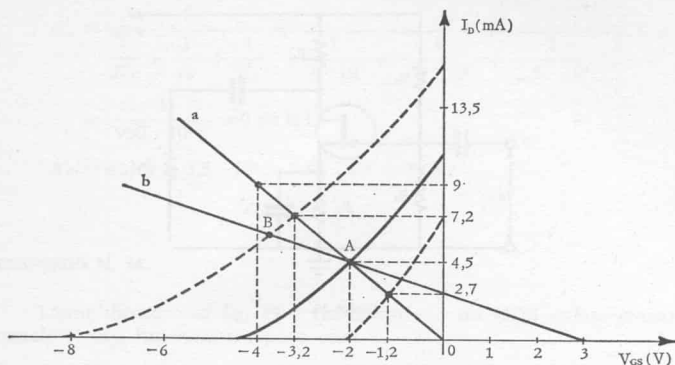


Figura 17.

2) Fermo restando il punto di funzionamento a riposo, nel caso che il FET abbia caratteristiche tipiche e volendo limitare il valore $I'_{DO\max}$ a 6 mA, la retta corrispondente al valore di R_k dovrebbe passare per i punti A e B (retta b). Essa incontra l'asse del V_{GS} in corrispondenza ad un valore positivo e precisamente $V_{GS1} = 3$ V. Sempre dalla fig. 17 si deduce il nuovo valore di R_k :

$$R'_k = -\frac{V_{GSO} - V_{GS1}}{I_{DO}} = -\frac{-2 - 3}{4,5 \cdot 10^{-3}} \cong 1100 \, \Omega.$$

Poiché il source si porta a riposo al valore:

$$V'_{SO} = R'_k \cdot I_{DO} = 1100 \cdot 4,5 \cdot 10^{-3} = 5 \, \text{V}$$

per avere sempre $V_{GO} = -2$ V, occorre polarizzare il gate al valore:

$$V'_{GO} = V_{GSO} + V'_{SO} = -2 + 5 = 3 \, \text{V}$$

Ciò può essere fatto sfruttando la stessa tensione di alimentazione secondo lo schema di fig. 18, mediante il partitore $R_1 \div R_2$. Deve essere:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D = V'_{GO}.$$

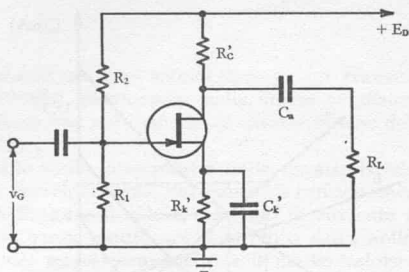


Figura 18.

Fissando $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ e sostituendo i valori numerici, si ha:

$$\frac{500 \cdot 10^3}{500 \cdot 10^3 + R_2} \cdot 20 = 3$$

da cui:

$$500 \cdot 10^3 \cdot 20 = 1500 \cdot 10^3 + 3 R_2$$

$$R_2 = \frac{8500 \cdot 10^3}{3} = 2,83 \text{ M}\Omega.$$

Restando inalterato, rispetto all'esercizio precedente, il punto di funzionamento a riposo, viene a cambiare anche il valore di R_c che diventa:

$$R'_c = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 6 - 5}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

Inoltre è:

$$C'_k = \frac{1}{2\pi f_1 R'_k / 10} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 110} = 28,9 \mu F.$$

In corrispondenza si ha un nuovo valore dell'amplificazione A_o . Infatti si ha:

$$\begin{aligned}
 R'_p &= \frac{1}{\frac{1}{R'_c} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot 10^3} + \frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{2,5 \cdot 10^3}} = \\
 &= \frac{1}{950 \cdot 10^{-6}} = 1,05 \text{ k}\Omega \\
 A'_o &= g_m R'_p = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,05 \cdot 10^3 = 3,68 .
 \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 14.

L'amplificatore di fig. 19 è realizzato con un MOS *enhancement* canale N che funziona a riposo con:

$$V_{GS0} = 6 \text{ V} \quad ; \quad V_{DS0} = 10 \text{ V} \quad ; \quad I_{D0} = 8 \text{ mA}$$

ed ha una tensione media di soglia $V_T = 3 \text{ V}$.

Volendo rendere il più stabile possibile il punto di riposo nei riguardi delle variazioni di temperatura, si calcolino:

- 1) Tutte le resistenze che compaiono nel circuito, volendo utilizzare una tensione di alimentazione $E_D = 21 \text{ V}$.
- 2) La variazione della temperatura che provoca una variazione di I_{D0} di $-0,537 \text{ mA}$ e la variazione che subirebbe I_{D0} in assenza di R_k , sempre con identico salto di temperatura (la temperatura ambiente sia $T_a = 25^\circ\text{C}$).

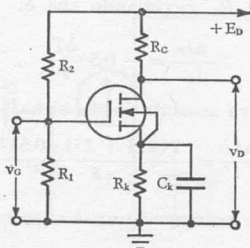


Figura 19.

Soluzione:

1) Il valore ottimo della R_k per minimizzare l'effetto della variazione di temperatura è dato dall'espressione:

$$R_k = \frac{V_{GSO} - V_T}{I_{DO}} = \frac{6 - 3}{8 \cdot 10^{-3}} = 375 \, \Omega.$$

Il potenziale di *gate* è quindi:

$$V_{GO} = V_{GSO} + R_k I_{DO} = 6 + 375 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 9 \, \text{V}.$$

Ponendo $R_1 + R_2 = 2 \, \text{M}\Omega$, si ha, ricordando che è:

$$E_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D$$

$$R_1 = \frac{E_G}{E_D} (R_1 + R_2) = \frac{9}{15} 2 \cdot 10^6 = 1,2 \, \text{M}\Omega$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = (2 - 1,2) 10^6 = 0,8 \, \text{M}\Omega$$

Infine per R_C , dalla maglia di uscita:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{21 - 10 - 3}{8 \cdot 10^{-3}} = 1 \, \text{k}\Omega$$

2) In presenza di R_k , ricordando che è:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = -0,5 \frac{\Delta T}{T}$$

dove T è la temperatura assoluta in $^{\circ}\text{K}$, si ha:

$$\Delta T = - \frac{2 T \cdot \Delta I_D}{I_D} = \frac{2 (273 + 25) \cdot 0,537 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-3}} = 40^{\circ} \text{C}$$

da cui si può ricavare la temperatura t raggiunta dal MOS:

$$t = T_a + \Delta T = 25 + 40 = 65^{\circ} \text{C}.$$

Se non si fosse posta la resistenza R_k , con la stessa variazione di temperatura si sarebbe avuta una variazione di corrente tre volte maggiore $\left(\frac{\Delta I_D}{I_D} = -\frac{3}{2} \frac{\Delta T}{T}\right)$:

$$I'_D = 3 \Delta I_D = -3 \cdot 0,537 \cdot 10^{-3} = -1,611 \text{ mA}.$$

ESERCIZIO N. 15.

Nel circuito di fig. 20 si hanno i seguenti dati:

$$V_{DSO} = 10 \text{ V}$$

$$e = 20 \cdot 10^{-3} \text{ sen } \omega t$$

$$I_{DO} = 4 \text{ mA}$$

$$r_g = 0,5 \text{ M}\Omega$$

$$V_{GSO} = -2 \text{ V}$$

$$\omega = 100 \text{ rad/sec}$$

$$\mu = 50$$

$$R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$$

$$r_d = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_a = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$$

Si disegni il circuito differenziale completo e si trovino:

- 1) La tensione di alimentazione E_D .
- 2) Il segnale di uscita V_D e l'angolo φ (V_D , E).

Si facciano i calcoli per $Z = R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$ e per $Z = 3 \cdot 10^3 / +45^\circ$.

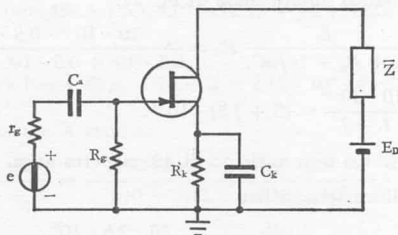


Figura 20.

Soluzione:

Per prima cosa si disegna il circuito differenziale di fig. 21, tenendo conto che non vi è corrente di *gate* e che quindi il legame tra la maglia di sinistra e quella di destra è dato dal segnale V_{GS} , che compare nel generatore μV_{GS} .

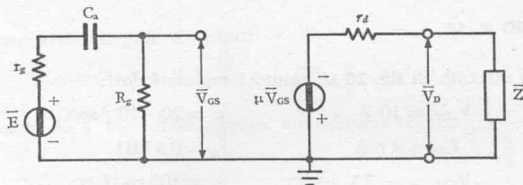


Figura 21.

I CASO: $R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$.

$$1) E_D = V_{DSO} + R_k I_{DO} + R_C I_{DO}$$

$$E_D = 10 + 2 + 2,5 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 22 \text{ V.}$$

2) Per trovare la tensione di uscita occorre determinare il segnale d'ingresso al FET e l'amplificazione. Considerando la maglia di sinistra del circuito differenziale di fig. 21:

$$\begin{aligned} V_{GS} &= \frac{E}{r_g + R_g + 1/j\omega C_a} R_g = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^6}{0,5 \cdot 10^6 + 0,5 \cdot 10^6 - j 10^6} = \\ &= \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1 - j} = (5 + j 5) \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

La tensione v_{GS} è in anticipo di 45° rispetto ad e .

Per l'amplificazione si ha:

$$\bar{A} = - \frac{\mu R_C}{r_d + R_C} = - \frac{50 \cdot 2,5 \cdot 10^3}{(10 + 2,5) 10^3} = 10.$$

Segue per V_D :

$$V_D = \bar{A}V_{GS} = -10(5 + j5) \cdot 10^{-3} = -(50 + j50) \cdot 10^{-3}$$

$$V_{DM} \cong 71 \text{ mV}$$

$$\varphi(\underline{V_D}, \underline{E}) = 225^\circ$$

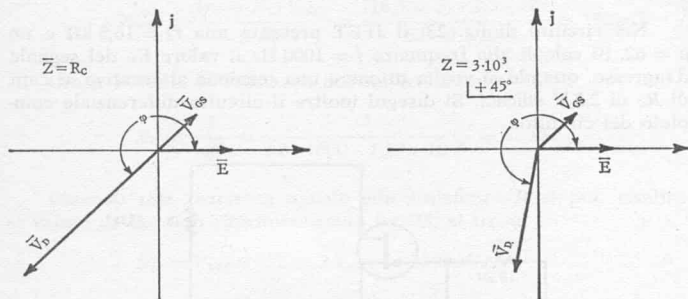


Figura 22.

I vettori E , V_{GS} , V_D sono riportati in fig. 22.

II CASO: $Z = 3 \cdot 10^3 / +45^\circ$.

Si ha:

$$Z = 3 \cdot 10^3 (\cos 45^\circ + j \sin 45^\circ) \cong (2,12 + j 2,12) \text{ k}\Omega = R + jX$$

e quindi:

$$E_D = V_{DSO} + V_{SO} + RI_{DO} = 10 + 2 + 2,12 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cong 20,5 \text{ V.}$$

L'amplificazione $\bar{A}$ risulta:

$$\bar{A} = -\frac{\mu Z}{r_d + Z} = -\frac{50(2,12 + j 2,12) \cdot 10^3}{(10 + 2,12 + j 2,12) \cdot 10^3} \cong -10 - j7$$

e:

$$V_D = \bar{A}V_{GS} = (-10 - j7)(5 + j5) \cdot 10^{-3} = (-15 - j85)10^{-3} \text{ [V]}$$

da cui:

$$V_{DM} = 86,3 \text{ mV} \quad ; \quad \varphi = 180^\circ + \arctg 85/15 = 180^\circ + 80^\circ = 260^\circ \quad (\text{fig. 22}).$$

ESERCIZIO N. 16.

Nel circuito di fig. 23, il JFET presenta una $r_d = 16,5 \text{ k}\Omega$ e un $\mu = 62$. Si calcoli alla frequenza $f = 1000 \text{ Hz}$ il valore E_M del segnale d'ingresso, quando si voglia ottenere una tensione alternativa ai capi di R_C di $2,3 \text{ V}$ efficaci. Si disegni inoltre il circuito differenziale completo del circuito.

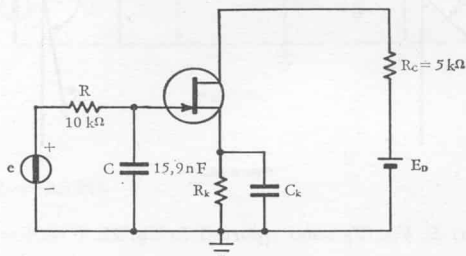


Figura 23.

Soluzione:

Conviene disegnare subito il circuito differenziale completo (figura 24).

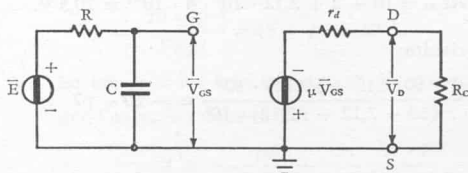


Figura 24.

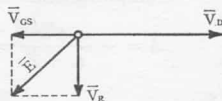


Figura 25.

La tensione di uscita ai capi di R_C è:

$$V_{Deff} = -I_{Deff} \cdot R_C = -\frac{\mu R_C}{r_d + R_C} V_{Geff}$$

La V_{GSeff} può essere quindi subito trovata (in modulo):

$$V_{GSeff} = \frac{(r_d + R_C) V_{Deff}}{\mu R_C} = \frac{(16,5 + 5) \cdot 2,3 \cdot 10^3}{62 \cdot 5 \cdot 10^3} \cong 160 \text{ mV}$$

Ora a 1000 Hz la reattanza del condensatore C vale:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 1,59 \cdot 10^{-8}} \cong 10 \text{ k}\Omega$$

Essendo tale reattanza uguale alla resistenza R si può risalire al valore di E_M . Con riferimento alla fig. 25, si trova:

$$E_M = V_{GSM} \cdot \sqrt{2} = 2 V_{GSeff} = 320 \text{ mV}$$

Inoltre nella fig. 25 è messa in rilievo la relazione di fase fra le varie grandezze, considerando sull'asse reale positivo come riferimento la tensione di uscita V_D . (Il diagramma non è in scala).

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Nel circuito di fig. 26 viene impiegato un transistor, collegato a base comune e funzionante con $V_{CBO} = 4 \text{ V}$; $V_{EBO} = 0,68 \text{ V}$; $I_{CO} = 3,8 \text{ mA}$; $I_{BO} = 35 \mu\text{A}$.

Sapendo che nell'intorno del punto di funzionamento i parametri differenziali valgono: $h_{ib} = 18 \Omega$; $h_{rb} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{fb} = -0,99$; $h_{ob} =$

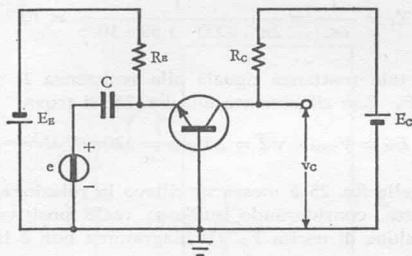


Figura 26.

$= 2 \mu\text{A/V}$ e che le tensioni di alimentazione sono: $E_C = 10 \text{ V}$ ed $E_E = 6 \text{ V}$ rispettivamente, supponendo trascurabile la reattanza del condensatore C , calcolare i valori delle resistenze R_E e R_C le amplificazioni in corrente, tensione e potenza e infine le resistenze di ingresso R_i e d'uscita R_u dell'amplificatore.

(Risposta: $R_E = 1,39 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1,58 \text{ k}\Omega$; $A_i = -0,985$;

$A_v \cong 83$; $A_p = 81,7$; $R_i \cong 18,77 \Omega$; $R_u \cong 1,52 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 2.

Il circuito di fig. 27, fa uso di un transistor collegato a collettore comune, che funziona a riposo con $V_{CEO} = -5 \text{ V}$; $I_{BO} = -80 \mu\text{A}$;

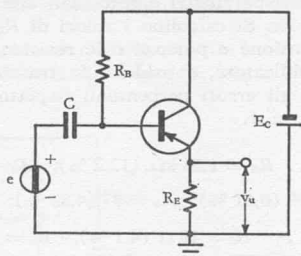


Figura 27.

$V_{BEO} = -0,19 \text{ V}$ e nell'intorno di tale punto presenta i seguenti parametri differenziali: $h_{ie} = 800 \Omega$; $h_{re} = 8 \cdot 10^{-4}$; $h_{fe} = 55$; $h_{oe} = 160 \mu\text{A/V}$.

Sapendo che la tensione di alimentazione $-E_C$ è di -12 V , che la resistenza di carico R_E è di $1,5 \text{ k}\Omega$ e che l'ampiezza del segnale alternativo applicato è $E_M = 2 \text{ V}$, supponendo la capacità C di reattanza trascurabile, calcolare:

- 1) La resistenza di polarizzazione R_B e la potenza dissipata a riposo sul collettore.
- 2) L'amplificazione in corrente.
- 3) Le resistenze d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore.
- 4) L'ampiezza della tensione alternativa V_{uM} ai capi della R_E .
- 5) La potenza P_i erogata dal generatore d'ingresso e e quella alternativa P_u assorbita dalla R_E .

(Risposta: $R_B = 60 \text{ k}\Omega$; $P_{CE} = 23 \text{ mW}$; $A_i \cong -45$; $R_i \cong 32 \text{ k}\Omega$;
 $R_u \cong 14 \Omega$; $V_{uM} = 1,976 \text{ V}$; $P_i = 0,0625 \text{ mW}$; $P_u = 1,3 \text{ mW}$).

ESERCIZIO N. 3.

Il circuito di fig. 26 fa uso di un transistor, collegato a base comune, funzionante nelle stesse condizioni di quello dell'esercizio

n. 1, e avente gli stessi parametri differenziali e le stesse tensioni di alimentazione E_C ed E_E . Si calcolino i valori di R_E , R_C , le amplificazioni in corrente, tensione e potenza e le resistenze d'ingresso R_i e d'uscita R_u dell'amplificatore, considerando trascurabili V_{BE0} ; h_{rb} e h_{ob} e si determinino gli errori percentuali rispetto al calcolo esatto eseguito nell'esercizio n. 1.

$$\begin{aligned} \text{[Risposta: } R_E &= 1,56 \text{ k}\Omega \text{ (12,2 \%); } R_C = 1,58 \text{ k}\Omega \text{ (0, \%);} \\ A_i &= -0,99 \text{ (0,51 \%); } A_v = 87 \text{ (4,82 \%); } A_p = 86 \text{ (5,27 \%);} \\ R_i &= 18 \Omega \text{ (4,1 \%); } R_u = 1,58 \text{ k}\Omega \text{ (3,95 \%)]}. \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 4.

Nell'esercizio N. 2, si ripetano i calcoli per R_B , A_i , R_i , R_u e V_{uM} , considerando trascurabili la tensione V_{BE} e il parametro h_{oe} e si determinino gli errori percentuali rispetto al calcolo esatto.

$$\begin{aligned} \text{[Risposta: } R_B &= 62,5 \text{ k}\Omega \text{ (4,17 \%); } R_i = 36 \text{ k}\Omega \text{ (12,5 \%);} \\ A_i &= -56 \text{ (}\cong 24 \text{ \%); } R_u = 14,3 \Omega \text{ (2,14 \%);} \\ V_{uM} &= 1,98 \text{ V (0,2 \%)]}. \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 5.

Nel circuito di fig. 28 il transistor funziona con $V_{BE0} = -0,2 \text{ V}$; $V_{CE0} = -7 \text{ V}$ e nell'intorno del punto di riposo è $h_{ie} = 500 \Omega$ e $h_{oe} = 100 \mu\text{A/V}$.

Sapendo che la tensione di alimentazione è $-E_C = -15 \text{ V}$, che la potenza assorbita dalla base a riposo è $P_{BE} = 0,04 \text{ mW}$ e trascurando il parametro h_{re} , si determini:

- 1) Il valore di R_C e di h_{fe} affinché si abbia un'amplificazione di corrente $A_i = 50$ e un'amplificazione di potenza $A_p = 5 \cdot 10^3$.
- 2) La resistenza R_B di polarizzazione di base.
- 3) La potenza P_{CE} dissipata a riposo sul collettore.

Nei calcoli si consideri trascurabile la reattanza del condensatore C .

(Risposta: $R_C = 1 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 55$; $R_B = 74 \text{ k}\Omega$; $P_{CE} = 56 \text{ mW}$).

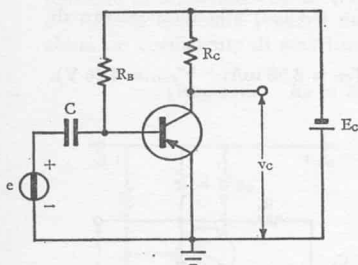


Figura 28.

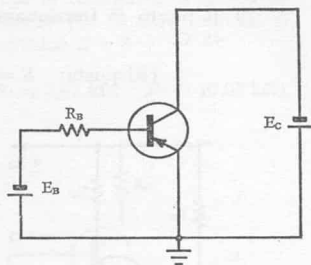


Figura 29.

ESERCIZIO N. 6.

Il transistor del circuito di fig. 29, funziona alla temperatura di 25°C con $I_{CO} = -12 \text{ mA}$; $V_{BEQ} = -0,25 \text{ V}$ e nell'intorno di tale punto è $h_{fe} = 49$. Sapendo che $E_B = 6 \text{ V}$, $R_B = 30 \text{ k}\Omega$, che la corrente inversa collettore-base $I_{CBO} = -5 \mu\text{A}$ e che essa raddoppia per ogni aumento della temperatura di 10°C , calcolare la nuova corrente di collettore I'_{CO} alla temperatura di 75°C , tenendo anche conto che la tensione V_{BE} subisce una variazione di $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

(Risposta: $I'_{CO} = -19,95 \text{ mA}$)

ESERCIZIO N. 7.

Nel circuito di fig. 30 il transistor NPN al germanio funziona a riposo alla temperatura di 25°C con $I_{CO} = 8 \text{ mA}$; $V_{CEO} = 5 \text{ V}$; $I_{BO} = 160 \mu\text{A}$; $V_{BEQ} = 0,2 \text{ V}$ ed ha i seguenti parametri differenziali:

$h_{fe} = 44$; $h_{oe} = 50 \mu\text{A/V}$. Inoltre è $R_c = 750 \Omega$; $E_c = 15 \text{ V}$ e la corrente inversa I_{CBO} è di $6 \mu\text{A}$. Sapendo che tale corrente raddoppia per ogni aumento della temperatura di 10°C e trascurando l'effetto della variazione di V_{BE} con la temperatura, calcolare:

- 1) Il coefficiente di stabilizzazione termica S .
- 2) Il punto di funzionamento (I'_{CO} e V'_{CEO}) alla temperatura di 45°C .

(Risposta: $S = 34$; $I'_{CO} = 8,58 \text{ mA}$; $V'_{CEO} = 4,26 \text{ V}$).

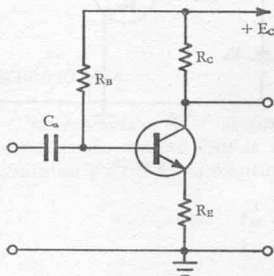


Figura 30.

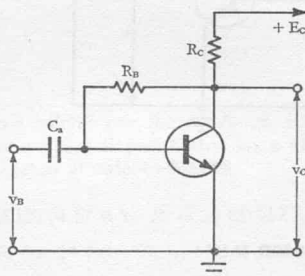


Figura 31.

ESERCIZIO N. 8.

Il transistor del circuito di fig. 31 funziona nelle stesse condizioni ed ha gli stessi parametri di quello impiegato nel circuito di cui l'esercizio n. 7. Tenendo ancora costante il valore di R_c (750Ω), calcolare:

- 1) La tensione di alimentazione E_c e la resistenza di polarizzazione R_B .
- 2) Il coefficiente di stabilizzazione termica S .

(Risposta: $E_c = 11,12 \text{ V}$; $R_B = 30 \text{ k}\Omega$; $S = 21,8$).

ESERCIZIO N. 9.

Nel circuito in fig. 32, il transistore funziona a riposo con $V_{CE0} = 7,5 \text{ V}$; $V_{BE0} = 0,7 \text{ V}$; $I_{CO} = 10 \text{ mA}$; $I_{BO} = 0,15 \text{ mA}$. Sapendo che la tensione di alimentazione E_C è di 18 V , che la resistenza di carico R_C è di 800Ω , calcolare i valori delle resistenze R_E ; R_1 e R_2 affinché si abbia un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 8$.

(Risposta: $R_E = 246 \Omega$; $R_1 = 2,42 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10,05 \text{ k}\Omega$).

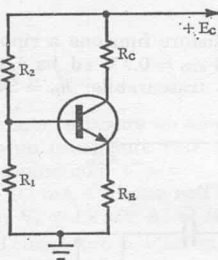


Figura 32.

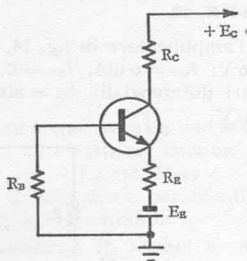


Figura 33.

ESERCIZIO N. 10.

Nel circuito di fig. 32 viene impiegato un transistore NPN al germanio avente $\beta = 49$ e una corrente inversa $I_{CBO} = 4 \mu\text{A}$ alla temperatura di 25°C . Sapendo che la tensione di alimentazione E_C è di 12 V , che le resistenze del circuito valgono: $R_C = 1 \text{ k}\Omega$; $R_E = 200 \Omega$; $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10,5 \text{ k}\Omega$ e che la tensione V_{BE} è di $0,2 \text{ V}$, calcolare, supponendo trascurabile il parametro h_{oe} :

- 1) La corrente I_{CO} di riposo e il corrispondente valore di I_{BO} e di V_{CE0} .
- 2) Il coefficiente di stabilizzazione termica S .

(Risposta: $I_{CO} = 5,66 \text{ mA}$; $I_{BO} = 112,5 \mu\text{A}$; $V_{CE0} = 5,19 \text{ V}$; $S = 6,7$).

ESERCIZIO N. 11.

Nel circuito di fig. 33 il transistore tipo NPN funziona a riposo con $I_{CO} = 9 \text{ mA}$; $I_{BO} = 0,1 \text{ mA}$; $V_{CEO} = 6 \text{ V}$ e $V_{BEO} \cong 0,7 \text{ V}$.

Sapendo che $R_B = 5 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ e che $h_{fe} = 90$, calcolare il valore di R_E ed E_E affinché si abbia un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 10$.

(Risposta: $R_E = 495 \Omega$; $E_E = 5,7 \text{ V}$).

ESERCIZIO N. 12.

Nell'amplificatore in fig. 34, il transistore funziona a riposo con: $V_{CEO} = 6 \text{ V}$; $I_{CO} = 6 \text{ mA}$; $I_{BO} = 0,1 \text{ mA}$; $V_{BEO} = 0,7 \text{ V}$ ed ha i seguenti parametri differenziali: $h_{ie} = 800 \Omega$; h_{re} trascurabile; $h_{fe} = 54$; $h_{oe} = 80 \mu\text{A/V}$.

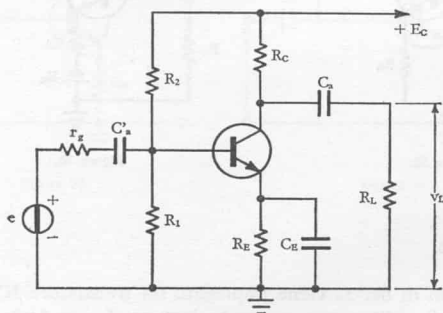


Figura 34.

Sapendo che la tensione alternativa ai capi della resistenza di utilizzazione $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ha ampiezza 3 V e che si vuole ottenere un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 6$, fissando $R_E = 400 \Omega$, calcolare:

- 1) Il partitore R_1 , R_2 del gruppo di polarizzazione sapendo che è $E_C = 15 \text{ V}$.

- 2) La resistenza di carico R_C e l'ampiezza della f.e.m. alternativa d'ingresso E_M , sapendo che il generatore ha resistenza interna $r_g = 2 \text{ k}\Omega$.
- 3) La potenza erogata dal generatore e e quella utilizzata dalla resistenza R_L .

Nei calcoli si considerino trascurabili le reattanze dei condensatori.

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } R_1 &= 2,86 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = 9,9 \text{ k}\Omega; \quad R_C = 1,09 \text{ k}\Omega; \\ E_M &\cong 0,31 \text{ V}; \quad P_i = 17,6 \text{ }\mu\text{W}; \quad P_u = 2,25 \text{ mW}). \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 13.

Si vuole realizzare un amplificatore a transistori a uno stadio utilizzando un transistor PNP collegato ad emettitore comune, funzionante a riposo con: $V_{CEO} = -4,5 \text{ V}$; $I_{CO} = -7,2 \text{ mA}$; $V_{BEO} = -0,25 \text{ V}$; $I_{BO} = -0,1 \text{ mA}$ e avente nell'intorno di tale punto parametri ibridi: $h_{je} = 70$; $h_{ie} = 1,2 \text{ k}\Omega$; $h_{oe} = 100 \text{ }\mu\text{A/V}$; h_{re} trascurabile.

Sull'emettitore è inserita una resistenza R_E avente in parallelo una capacità C_E di reattanza trascurabile, con funzione di stabilizzazione termica. La polarizzazione è ottenuta mediante un partitore $R_1 - R_2$, alimentato dalla batteria E_C avente f.e.m. $13,2 \text{ V}$ e che eroga una corrente di $8,2 \text{ mA}$.

La resistenza di carico R_C è di $1 \text{ k}\Omega$ e, tramite una capacità di reattanza trascurabile, è inserita sull'uscita una resistenza di utilizzazione $R_L = 2 \text{ k}\Omega$. All'ingresso è posto un generatore che eroga una potenza di $20 \text{ }\mu\text{W}$ e che ha resistenza interna $r_g = 1,3 \text{ k}\Omega$.

Si calcoli:

- 1) Il valore della resistenza R_E sull'emettitore.
- 2) Le resistenze R_1 e R_2 del partitore di polarizzazione.
- 3) L'ampiezza V_{uM} del segnale alternativo di uscita.
- 4) Il fattore di stabilizzazione termica S .

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } R_E &= 205 \text{ }\Omega; \quad R_1 = 1,75 \text{ k}\Omega; \\ R_2 &= 10,4 \text{ k}\Omega; \quad V_{uM} = 3,45 \text{ V}; \quad S = 7,55). \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 14.

Nell'amplificatore di fig. 35, il transistor funziona a riposo nelle seguenti condizioni: $V_{CE0} = 4 \text{ V}$; $V_{BE0} = 0,2 \text{ V}$; $I_{B0} = 0,4 \text{ mA}$ ed ha i parametri: $h_{fe} = 100$; $h_{ie} = 500 \Omega$; $h_{oe} = 125 \mu\text{A/V}$.

Sapendo che alla temperatura ambiente di 25°C , la temperatura di giunzione T_j è di 50°C con una resistenza termica $\theta = 125^\circ\text{C/W}$ e che: $R_C = 100 \Omega$; $r_g = 200 \Omega$; $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $E_C = 10 \text{ V}$, determinare:

- 1) I valori delle resistenze R_E e R_2 .
- 2) Il fattore di stabilizzazione termica S .
- 3) L'ampiezza della tensione V_C , quando quella del generatore d'ingresso è $E_M = 0,2 \text{ V}$ e le reattanze dei condensatori sono trascurabili.
- 4) L'amplificazione di potenza intrinseca del transistor intesa come rapporto fra potenza alternativa sul collettore e potenza alternativa di base.
- 5) Le resistenze d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore.

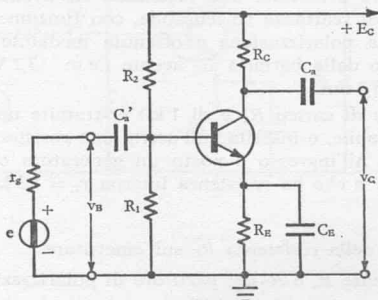


Figura 35.

(Risposta: $R_E = 19,85 \Omega$; $R_2 = 5,5 \text{ k}\Omega$; $S = 30,7$;
 $V_{CM} = 2,42 \text{ V}$; $A_p = 1960$; $R_i = 314 \Omega$; $R_u \approx 99 \Omega$).

ESERCIZIO N. 15.

Il circuito di fig. 36 viene realizzato con un transistor NPN al germanio avente $h_{fe} = 75$ e resistenza termica $\theta = 200^\circ\text{C/W}$.

Volendo lavorare con $V_{CE0} = 5\text{ V}$; $I_{B0} = 0,25\text{ mA}$; $V_{BE0} = 0,25\text{ V}$ e con una temperatura di giunzione $T_j = 45^\circ\text{C}$, essendo la temperatura ambiente $T_a = 25^\circ\text{C}$, calcolare:

- 1) La resistenza R_E , sapendo che è $E_C = 9\text{ V}$ e che la resistenza del primario del trasformatore è $R_p = 5\ \Omega$.
- 2) I valori delle resistenze R_1 e R_2 essendo la caduta di tensione nel diodo uguale a V_{BE0} per una corrente $I_D = 2,25\text{ mA}$.
- 3) Il coefficiente di stabilizzazione termica S .

(Risposta: $R_E = 192\ \Omega$; $R_1 \cong 1730\ \Omega$; $R_2 = 1940\ \Omega$; $S = 5,35$).

ESERCIZIO N. 16.

L'amplificatore di fig. 37 viene realizzato con un transistor NPN al silicio avente $h_{fe} = 90$; $h_{ie} = 1\text{ k}\Omega$; $h_{oe} = 100\ \mu\text{A/V}$ e funzionante a riposo con $V_{CE0} = 7\text{ V}$; $I_{C0} = 10\text{ mA}$; $I_{B0} = 0,1\text{ mA}$ e $V_{BE0} = 0,7\text{ V}$. Sapendo che la tensione di alimentazione è di 18 V , che le resistenze di carico R_C e quella di utilizzazione R_L valgono $800\ \Omega$ e $2,4\text{ k}\Omega$ rispettivamente, che si desidera avere un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 5$, calcolare:

- 1) I valori delle resistenze R_E , R_1 e R_2 .
- 2) L'ampiezza della tensione di uscita V_{LM} quando all'ingresso è posto un generatore di f.e.m. $E_M = 0,4\text{ V}$ e resistenza interna $r_g = 2,5\text{ k}\Omega$, considerando trascurabile il parametro h_{re} e le reattanze dei condensatori.

(Risposta: $R_E = 297\ \Omega$; $R_1 = 1,59\text{ k}\Omega$; $R_2 \cong 5,88\text{ k}\Omega$; $V_{LM} \cong 3,7\text{ V}$).

ESERCIZIO N. 17.

Nell'amplificatore di fig. 37 il transistor NPN al germanio funziona a riposo con $V_{CE0} = 6\text{ V}$; $I_{C0} = 7\text{ mA}$; $I_{B0} = 0,12\text{ mA}$ e $V_{BE0} =$

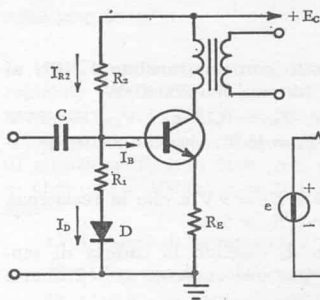


Figura 36.

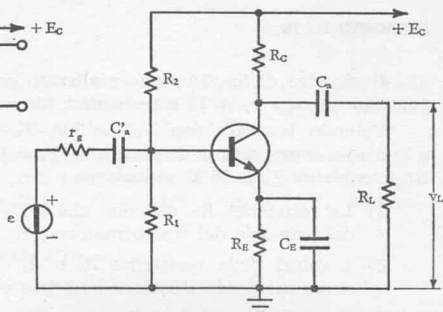


Figura 37.

$= 0,2 \text{ V}$. Inoltre è $R_1 = 2,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 12,5 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1 \text{ k}\Omega$; $R_L = 1,5 \text{ k}\Omega$ e il generatore d'ingresso fornisce una f.e.m. di ampiezza $E_M = 0,5 \text{ V}$ ed ha una resistenza interna $r_g = 2 \text{ k}\Omega$; in tali condizioni la corrente alternativa di base ha un'ampiezza $I_{BM} = 0,1 \text{ mA}$. Sapendo che la corrente alternativa di collettore ha un'ampiezza $I_{CM} = 5 \text{ mA}$ e che staccando l'utilizzatore R_L , tale corrente diventa di $4,85 \text{ mA}$, supponendo trascurabili le reattanze dei condensatori e il parametro h_{re} , calcolare:

- 1) I valori dei parametri differenziali h_{fe} , h_{oe} e h_{ie} del transistor.
- 2) La tensione di alimentazione E_C e la resistenza R_E .
- 3) Il coefficiente di stabilizzazione termica S e la potenza P_u assorbita dalla resistenza di utilizzazione R_L .

(Risposta: $h_{fe} = 52,4$; $h_{oe} = 81 \mu\text{A/V}$; $h_{ie} = 1500 \Omega$;

$E_C = 15,1 \text{ V}$; $R_E = 295 \Omega$; $S = 6,8$; $P_u = 3 \text{ mW}$).

ESERCIZIO N. 18.

Il circuito di fig. 37 impiega un transistor al germanio avente $h_{FE} = 100$ e $I_{CBO} = 5 \mu\text{A}$ alla temperatura di giunzione $T_j = 40^\circ\text{C}$. Il punto di funzionamento a riposo è caratterizzato da $I_{CO} = 6 \text{ mA}$ e

$V_{CEO} = 5 \text{ V}$ e il circuito è dimensionato in modo che i fattori di stabilità termica siano: $S = 5$; $M = -5 \text{ mA/V}$ e $N = 3 \mu\text{A}$.

Sapendo che la resistenza termica del transistor è $\theta = 500^\circ\text{C/W}$ e supponendo la tensione V_{CE} indipendente dalla corrente I_C (a parità di I_B), si calcoli il valore della corrente I'_{CO} nel caso che la temperatura di giunzione salga a 60°C e la corrispondente temperatura ambiente.

(Si supponga che V_{BE} diminuisca di $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ e h_{FE} aumenti di un 10% ogni 10°C).

(Risposta: $I'_{CO} = 6,36 \text{ mA}$; $T'_a = 44,1^\circ\text{C}$).

ESERCIZIO N. 19.

Il circuito di fig. 37 fa uso di un transistor NPN al silicio, il quale a riposo funziona con $V_{CEO} = 6 \text{ V}$, $I_{BO} = 100 \mu\text{A}$, $V_{BE0} = 0,7 \text{ V}$ ed è alimentato alla tensione $E_C = 18 \text{ V}$. Il circuito di stabilizzazione termica impiega le resistenze $R_E = 150 \Omega$, ai capi della quale si localizza una tensione $V_{EO} = 1,815 \text{ V}$ e $R_1 = 2,5 \text{ k}\Omega$.

Dopo aver determinato il valore delle resistenze R_2 e R_C , si calcolino i fattori di stabilità termica S , M e N .

(Risposta: $R_2 = 13,95 \text{ k}\Omega$; $R_C = 847 \Omega$; $S = 13,5$;
 $M = -5,92 \text{ mA/V}$; $N = 11,25 \mu\text{A}$).

ESERCIZIO N. 20.

L'amplificatore di fig. 37 fornisce in uscita sulla resistenza R_L una potenza di $0,121 \text{ mW}$. Sono noti i parametri $h_{fe} = 300$, $h_{ie} = 3,6 \text{ k}\Omega$, $h_{re} = 0$ e h_{oe} trascurabile, le resistenze $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,8 \text{ k}\Omega$ e $R_1 = 8,5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$. Si determini il valore della resistenza interna r_g del generatore d'ingresso, se la sua f.e.m. è $E_M = 14 \text{ mV}$.

(Risposta: $r_g = 943 \Omega$)

ESERCIZIO N. 21.

Nel circuito di fig. 38, il transistor funziona a riposo con: $V_{CEO} = 4 \text{ V}$; $I_{CO} = 8 \text{ mA}$; $I_{BO} = 0,1 \text{ mA}$; $V_{BE0} = 0,7 \text{ V}$. Volendo ottenere un

fattore di stabilità termica $S = 12$, determinare i valori delle resistenze del circuito, la tensione di alimentazione E_C e i fattori di stabilità M e N .

(Risposta: $R_B = 33 \text{ k}\Omega$; $R_C = 2,56 \text{ k}\Omega$; $E_C = 24,5 \text{ V}$;
 $M = -0,33 \text{ mA/V}$; $N = 15 \mu\text{A}$).

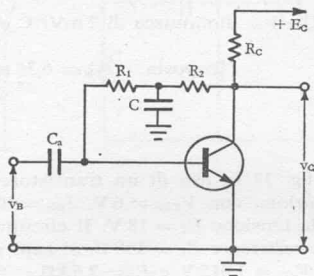


Figura 38.

ESERCIZIO N. 22.

Nel circuito di fig. 39 si usa un JFET canale N, che funziona a riposo nel punto: $V_{GS0} = -3 \text{ V}$; $V_{DS0} = 10 \text{ V}$; $I_{D0} = 5 \text{ mA}$ e in esso presenta i parametri differenziali $g_m = 2 \text{ mA/V}$ e $r_d = 50 \text{ k}\Omega$. Desiderando amplificare un segnale con frequenza minima 50 Hz e ampiezza 2 mV , calcolare tutti gli elementi del circuito affinché la tensione picco-picco ottenuta in uscita sia di 32 mV .

(Risposta: $R_C = 4,35 \text{ k}\Omega$; $R_k = 600 \Omega$; $C_k = 53 \mu\text{F}$; $E_D = 34,75 \text{ V}$).

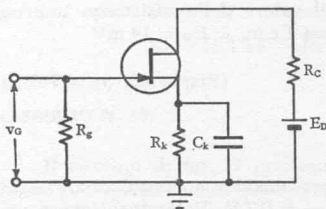


Figura 39.

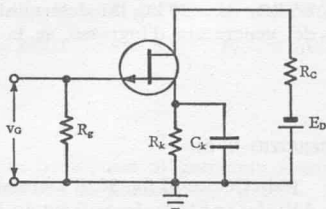


Figura 40.

ESERCIZIO N. 23.

L'amplificatore di fig. 40 è realizzato con un JFET canale P funzionante a riposo con: $V_{DSO} = -12\text{ V}$; $I_{DO} = -5\text{ mA}$; $V_{GSO} = 3\text{ V}$ e avente parametri differenziali: $g_m = 3\text{ mA/V}$; $r_d = 80\text{ k}\Omega$. La potenza erogata dall'alimentatore E_D è di $0,14\text{ W}$ e la minima frequenza del segnale alternativo 25 Hz .

Calcolare gli elementi del circuito e l'ampiezza della tensione necessaria in ingresso per avere in uscita 1 V picco-picco.

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } E_D = 28\text{ V; } R_k = 600\text{ }\Omega; C_k = 106\text{ }\mu\text{F;} \\ R_C = 2,6\text{ k}\Omega; V_{GM} = 66,2\text{ mV).} \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 24.

L'amplificatore di fig. 41 è realizzato con un MOS *enhancement* canale N, che funziona a riposo con: $I_{DO} = 8\text{ mA}$; $V_{DSO} = 15\text{ V}$; $V_{GSO} = 5,5\text{ V}$ ed in esso i parametri differenziali sono: $g_m = 5\text{ mA/V}$; $r_d = 40\text{ k}\Omega$.

Impiegando una tensione di alimentazione $E_D = 25\text{ V}$, calcolare:

- 1) Tutte le resistenze di carico, ponendo $R_1 + R_2 = 2\text{ M}\Omega$.
- 2) L'amplificazione e la tensione picco-picco da porre in ingresso per ottenere in uscita un segnale di ampiezza 30 mV .

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } R_C = 1,25\text{ k}\Omega; R_1 = 0,44\text{ M}\Omega; R_2 = 1,56\text{ M}\Omega; \\ A_O = 6,05; E_{pp} = 9,9\text{ mV).} \end{aligned}$$

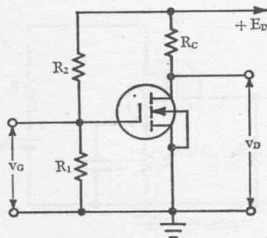


Figura 41.

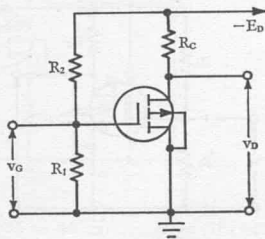


Figura 42.

ESERCIZIO N. 25.

L'amplificatore di fig. 42, che usa un MOS *enhancement* canale P, consente un'amplificazione $A_o = 7$. Conoscendo le resistenze: $R_1 + R_2 = 1\text{ M}\Omega$; $R_1 = 300\text{ k}\Omega$; $R_C = 2\text{ k}\Omega$ e la tensione $E_D = 20\text{ V}$, dell'alimentatore che eroga una potenza di $0,1\text{ W}$, trovare il punto di funzionamento a riposo del MOS e la conduttanza mutua in detto punto, sapendo che è $r_d = 20\text{ k}\Omega$.

Volendo rendere il più stabile possibile il punto di riposo nei riguardi delle variazioni di temperatura, lasciando inalterata E_D , si progetti di nuovo l'amplificatore.

(Risposta: $V_{GSO} = -6\text{ V}$; $V_{DSO} = -10,04\text{ V}$; $I_{DO} = -4,98\text{ mA}$;
 $g_m = 2,45\text{ mA/V}$; $R_k = 602\text{ }\Omega$; $R_1' = 450\text{ k}\Omega$;
 $R_2' = 550\text{ k}\Omega$; $R_C' = 1,4\text{ k}\Omega$).

ESERCIZIO N. 26.

L'amplificatore di fig. 43, realizzato con un MOS *depletion* canale N, funzionante in *enhancement-mode*, consente un'amplificazione $A_o = 9$. In presenza di una resistenza R_L , posta all'uscita, tramite un condensatore C_a di reattanza trascurabile alle frequenze di lavoro, l'amplificazione si riduce a 7,5.

Sapendo che i parametri differenziali del MOS nel punto di riposo sono: $g_m = 4\text{ mA/V}$ e $r_d = 6\text{ k}\Omega$, calcolare i valori delle resistenze R_C e R_L .

(Risposta: $R_C = 3,6\text{ k}\Omega$; $R_L = 11,25\text{ k}\Omega$).

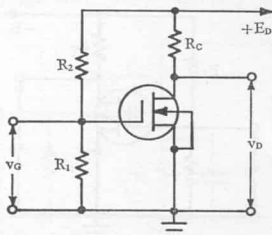


Figura 43.

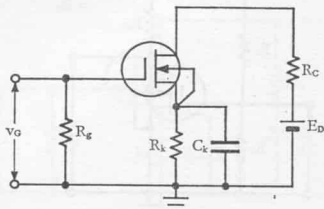


Figura 44.

ESERCIZIO N. 27.

In fig. 44 è riportato un amplificatore realizzato con un MOS *depletion* canale N, funzionante in *depletion-mode*, che permette di ottenere un'amplificazione $A_o = 20$. Sono noti: $I_{DO} = 3 \text{ mA}$; $R_k = 1 \text{ k}\Omega$; $E_D = 28 \text{ V}$ e i parametri differenziali del MOS: $g_m = 4 \text{ mA/V}$; $r_d = \infty$.

Calcolare gli altri valori relativi al punto di funzionamento a riposo, la resistenza di carico R_C e il valore dell'amplificazione quando all'uscita è posto un utilizzatore, non soggetto alla componente continua, di resistenza $R_L = 20 \text{ k}\Omega$.

(Risposta: $V_{GSO} = -3 \text{ V}$; $V_{DSO} = 10 \text{ V}$; $R_C = 5 \text{ k}\Omega$; $A_o' = 16$).

ESERCIZIO N. 28.

Il MOS *enhancement* canale N usato nell'amplificatore di fig. 45 è polarizzato in modo da rendere più stabile possibile il punto di riposo nei riguardi delle variazioni di temperatura. Sono noti: $V_{GSO} = 11 \text{ V}$; $I_{DO} = 8 \text{ mA}$; $V_{DSO} = 15 \text{ V}$; $V_T = 3 \text{ V}$; $g_m = 4 \text{ mA/V}$; $r_d = 8 \text{ k}\Omega$; $E_D = 39 \text{ V}$; $A_o = 5,52$.

Calcolare tutte le resistenze presenti nello schema (si ponga $R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$), considerando C_a di reattanza trascurabile alla frequenza di lavoro.

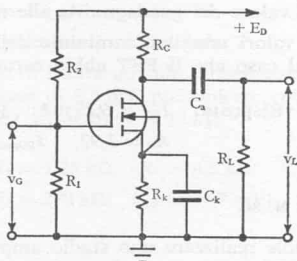


Figura 45.

(Risposta: $R_k = 1 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 487 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 513 \text{ k}\Omega$; $R_C = 2 \text{ k}\Omega$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$).

ESERCIZIO N. 29.

Nel circuito di fig. 46, realizzato con il FET BFW 10, le cui caratteristiche sono riportate in appendice, sono noti: $E_D = 18\text{ V}$; $R_C = 1,2\text{ k}\Omega$; $R_k = 800\text{ }\Omega$; $R_1 = 100\text{ k}\Omega$; $R_2 = 400\text{ k}\Omega$; $g_m = 3,5\text{ mA/V}$; $r_d = 20\text{ k}\Omega$; $R_L = 100\text{ k}\Omega$.

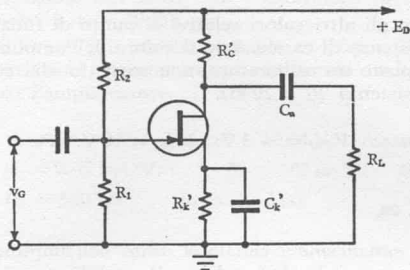


Figura 46.

Determinare:

- 1) Il valore della tensione e della corrente nel punto di riposo, supponendo che il FET abbia caratteristiche tipiche.
- 2) Il valore del guadagno A_o alle medie frequenze.
- 3) I valori massimo e minimo della corrente di *drain* a riposo nel caso che il FET abbia caratteristiche limiti.

(Risposta: $I_{DO} = 6,25\text{ mA}$; $V_{DSO} = 5,5\text{ V}$; $V_{GSO} = -1,5\text{ V}$;
 $A_o = 3,92$; $I_{DO\max} = 8,2\text{ mA}$; $I_{DO\min} = 5,2\text{ mA}$).

ESERCIZIO N. 30.

Si vuole realizzare uno stadio amplificatore come in fig. 46, con un FET BFW 10, in modo da avere un'amplificazione alle medie frequenze $A_o = 5$. Il punto di funzionamento a riposo è caratterizzato da $V_{DSO} = 5\text{ V}$; $I_{DO} = 5\text{ mA}$ e in corrispondenza i parametri differenziali valgono: $g_m = 3,5\text{ mA/V}$ e $r_d = 20\text{ k}\Omega$. Inoltre lo stadio è ca-

ricato da una resistenza $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ e si vuole che la corrente di riposo I_{D0} nel caso limite, non superi il valore $I_{D0\max} = 1,2 I_{D0}$.

Determinare:

- 1) I valori delle resistenze R_C e R_k .
- 2) La tensione di alimentazione E_D .
- 3) Il partitore $R_1 - R_2$ di polarizzazione del *gate* ammettendo in esso una corrente di $0,1 \text{ mA}$.

(Risposta: $R_C = 1,82 \text{ k}\Omega$; $R_k = 1,8 \text{ k}\Omega$;
 $E_D = 23,1 \text{ V}$; $R_1 = 72 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 159 \text{ k}\Omega$).

ESERCIZIO N. 31.

L'alimentatore $E_D = 30 \text{ V}$ dello stadio amplificatore di fig. 46 eroga una potenza $P_a = 123 \text{ mW}$. Il punto di funzionamento a riposo è caratterizzato da:

$$V_{DS0} = 7 \text{ V} \quad , \quad I_{D0} = 4 \text{ mA} \quad , \quad V_{GS0} = -2 \text{ V}$$

e i parametri differenziali corrispondenti risultano:

$$g_m = 4 \text{ mA/V} \quad \text{e} \quad r_d = 30 \text{ k}\Omega$$

Volendo ottenere $V_{SO} = (1/6) E_D$ si determinino:

- 1) I valori delle resistenze R_C e R_k .
- 2) Il partitore $R_1 - R_2$ di polarizzazione del *gate*.
- 3) La tensione picco-picco di uscita quando all'ingresso si ponga un generatore di tensione di $3,5 \text{ mV}$ picco-picco, con in serie una resistenza $r_g = 8 \text{ k}\Omega$, essendo $r_L = 18 \text{ k}\Omega$.

(Risposta: $R_k = 1,25 \text{ k}\Omega$; $R_C = 4,5 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$;
 $R_2 = 270 \text{ k}\Omega$; $V_{pp} \approx 34,7 \text{ mV}$)

ESERCIZIO N. 32.

Nel circuito di fig. 46 la potenza assorbita dalla resistenza di utilizzazione R_L è $P_u = 2,5 \text{ mW}$, mentre la tensione di uscita ha un'ampiezza

di 250 mW. Conoscendo la resistenza $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, i parametri del FET $g_m = 3 \text{ mA/V}$, $r_d = 18 \text{ k}\Omega$, si trovino il valore dell'ampiezza della tensione d'ingresso e l'ampiezza della f.e.m. del generatore da porre ai morsetti d'ingresso se è $r_g = 12 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 128 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 800 \text{ k}\Omega$.

(Risposta: $V_{GSM} = 27,9 \text{ mV}$; $E_M \cong 31 \text{ mV}$)

ESERCIZIO N. 33.

Dato l'amplificatore in fig. 47, si determini l'ampiezza del segnale di uscita ai capi dell'induttanza e la sua fase rispetto al segnale d'ingresso e .

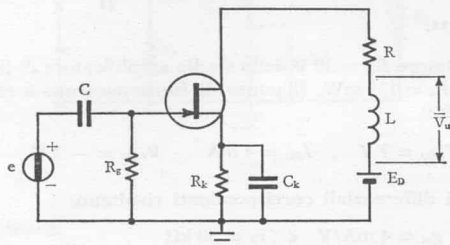


Figura 47.

$$\omega = 400 \text{ rad/sec}$$

$$r_d = 20 \text{ k}\Omega$$

$$e = 0,1 \text{ sen } \omega t$$

$$\mu = 40$$

$$C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$$

$$L = 75 \text{ H}$$

$$R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

(Risposta: $V_u = 2,52 \text{ V}$; $\varphi = 108^\circ 30'$ in ritardo su e).

ESERCIZIO N. 34.

Dato l'amplificatore in fig. 48 si determini l'ampiezza del segnale di uscita (tensione alternativa ai capi di R_C) e la sua fase rispetto a e).

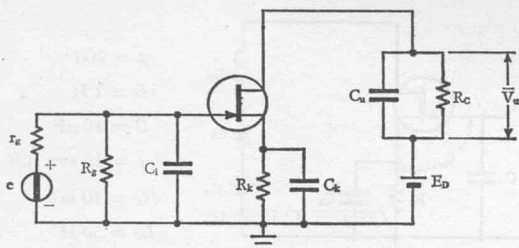


Figura 48.

$$e = 10^{-2} \sin \omega t$$

$$r_g = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_g = 300 \text{ k}\Omega$$

$$\omega = 0,1 \text{ M rad/sec}$$

$$C_i = 100 \text{ pF}$$

$$\mu = 100$$

$$r_d = 80 \text{ k}\Omega$$

$$C_u = 50 \text{ pF}$$

$$R_C = 100 \text{ k}\Omega$$

$$(\text{Risposta: } V_u \approx 0,43 \text{ V; } \varphi \approx 144^\circ)$$

ESERCIZIO N. 35.

Nel circuito di fig. 47, con i dati riportati nell'esercizio N. 30, l'ammettenza d'ingresso è $Y_i = (1,98 \cdot 10^{-6} + j 44 \cdot 10^{-9}) \Omega^{-1}$.

Calcolare i valori della capacità *drain-gate* C_{dg} e di quella *gate-source* C_{gs} .

Calcolare inoltre l'ammettenza d'ingresso Y_i' alla pulsazione $\omega = 10 \text{ k rad/sec}$. (Si pensi trascurabile la capacità di uscita C_u).

$$(\text{Risposta: } C_{dg} \approx 3,7 \text{ pF; } C_{gs} = 5,7 \text{ pF;}$$

$$Y_i' \approx [2 \cdot 10^{-6} + j 1,575 \cdot 10^{-6}] \Omega^{-1}).$$

ESERCIZIO N. 36.

Dell'amplificatore di fig. 49 si conoscono: $V_{DSO} = 15 \text{ V}$; $I_{DO} = 3 \text{ mA}$; $V_{GSO} = -2 \text{ V}$; $r_d = 40 \text{ k}\Omega$.

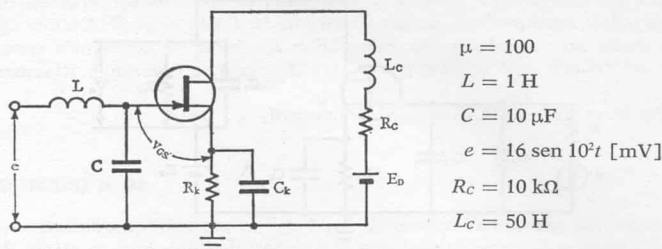


Figura 49.

Si trovino:

- 1) La tensione di alimentazione E_D .
- 2) L'ampiezza della tensione alternativa di drain V_{DM} e l'angolo di fase tra e e v_D .

(Risposta: $E_D = 47 \text{ V}$; $V_{DM} \cong 0,3955 \text{ V}$; $\varphi = 200^\circ 51'$)

CAPITOLO SESTO

AMPLIFICATORI R-C A PIÙ STADI

Generalità.

a) Simbologia.

Ai simboli introdotti nei capitoli precedenti, si aggiungono i seguenti altri:

$\bar{A}$ amplificazione o guadagno dell'amplificatore in forma complessa (A : modulo dell'amplificazione);

A_o amplificazione alle frequenze intermedie di uno stadio;

$\bar{A}_{bf}$ amplificazione alle basse frequenze;

$\bar{A}_{af}$ amplificazione alle alte frequenze;

A_{ot} amplificazione totale alle frequenze intermedie;

f_1, f_2 frequenze di taglio inferiore e superiore rispettivamente di uno stadio;

f_{1t}, f_{2t} frequenze di taglio complessive, inferiore e superiore di un amplificatore a più stadi;

B banda passante di uno stadio. $E' : B = f_2 - f_1 \cong f_2$;

- B_t banda passante complessiva di un amplificatore a più stadi ($B_t \cong f_{2t}$);
 C_e capacità dei collegamenti (per semplicità non si specifica fra capacità dei collegamenti di uscita e d'ingresso dello stadio);
 C_u capacità di uscita di uno stadio ($C_u = C_{ak} + C_e$);
 C_i capacità d'ingresso di uno stadio;
 C_t capacità parassita totale relativa ad uno stadio.
 $E' : C_t = C_u + C_i$;
 C_a capacità di accoppiamento fra i circuiti;
 R_c resistenza di carico dell'elemento attivo;
 $r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $r_{b'c}$, r_{ce} , g_m parametri differenziali ibridi del circuito a π nei transistori;
 $C_{b'e}$, $C_{b'c}$ capacità parassite base-emettitore e base-collettore nel circuito equivalente a π ;
 C_{gs} capacità interelettrodica *gate-source* nei FET;
 C_{gd} capacità interelettrodica *gate-drain* nei FET;
 C_{ds} capacità interelettrodica *drain-source* nei FET;

Si ricorda che l'amplificazione A (in modulo) può essere espressa in dB. In tal caso è:

$$A \text{ [dB]} = 20 \lg_{10} A$$

b) Banda passante.

La banda passante di un amplificatore risulta in pratica coincidente con la f_2 .

La frequenza di taglio inferiore f_1 , relativa a ciascun circuito di accoppiamento si ha a quel valore per cui la reattanza del condensa-

tore di accoppiamento C_a uguaglia la resistenza vista ai morsetti del condensatore stesso.

La frequenza di taglio superiore f_2 di ciascuno stadio si ha a quel valore per cui la reattanza del condensatore C_t (il cui effetto equivale a quello di tutte le capacità parassite dello stadio considerato uguaglia la resistenza complessiva vista ai morsetti del condensatore stesso.

Nel caso di amplificatori a più stadi uguali, risulta:

$$f_{1t} = \frac{f_1}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \quad ; \quad f_{2t} = f_2 \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$$

essendo n il numero degli stadi e f_1 ed f_2 le frequenze di taglio di ciascuno stadio. In particolare per:

$$n = 2: \quad f_{1t} = \frac{f_1}{0,64} \quad ; \quad f_{2t} = f_2 \cdot 0,64$$

$$n = 3: \quad f_{1t} = \frac{f_1}{0,51} \quad ; \quad f_{2t} = f_2 \cdot 0,51$$

Nel caso di amplificatori, in cui uno stadio ha una $f_1 = f_1'$ molto più grande di ciascuna f_1 degli altri stadi (almeno 10 volte) e una $f_2 = f_2'$ molto più piccola (10 volte) di ciascuna degli altri stadi è:

$$f_{1t} = f_1' \quad \text{e} \quad f_{2t} = f_2'$$

In tutti gli altri casi il calcolo della f_{1t} e della f_{2t} può essere eseguito o per via analitica (in modo semplice solo se $n = 2$) oppure per via grafica, costruendo la curva di risposta totale dell'amplificatore.

Per uno stadio di amplificazione:

- il campo delle basse frequenze è compreso fra f_1 e $10 f_1$;
- il campo delle frequenze intermedie è compreso fra $10 f_1$ e $0,1 f_2$;
- il campo delle alte frequenze è compreso fra $0,1 f_2$ e f_2 .

L'amplificazione alle basse frequenze per uno stadio è:

$$\bar{A}_{bf} = \frac{A_o}{1 - j \frac{f_1}{f}} \quad \text{da cui si deduce:}$$

$$A_{bf} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} \mid \pi + \theta \quad \text{dove } \theta = \text{artg} \frac{f_1}{f}$$

Per l'amplificazione alle alte frequenze si ha:

$$\bar{A}_{af} = \frac{A_o}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad \text{dove } \theta = \text{artg} \frac{f}{f_2}$$

$$A_{af} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}} \mid \pi - \theta$$

c) Amplificatori a transistori.

Alle medie e basse frequenze conviene riferirsi al circuito equivalente a parametri ibridi h e, nella maggior parte dei casi, il parametro h_{re} è trascurabile.

Alle alte frequenze conviene riferirsi al circuito a π , riportato in fig. 1, in cui con R_c si è indicato il carico del transistor fra collettore e massa. Il circuito di fig. 1 è approssimabile con quello di fig. 2 in cui con R_p si è indicato il parallelo di r_{ce} con la resistenza di carico del transistor.

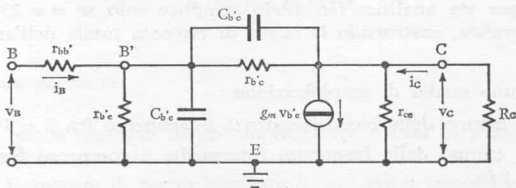


Figura 1.

Dalla fig. 2 risulta che la frequenza di taglio superiore si ha per quel valore per cui la reattanza della capacità parassita totale $C_t = C_{b'e} + C_{b'e}(1 + g_m R_p)$ uguaglia la resistenza vista ai suoi morsetti sempre cortocircuitando i generatori di tensione e aprendo i generatori di corrente.

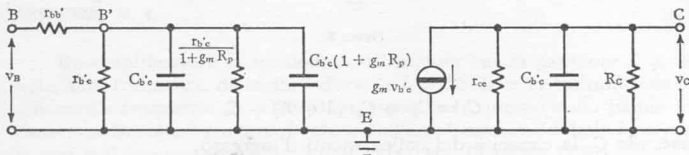


Figura 2.

Le relazioni che legano fra loro i parametri h e quelli del circuito a π , sono:

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie} - r_{bb'}}$$

$$r_{b'e} = \frac{h_{ie} - r_{bb'}}{h_{re}}$$

$$r_{b'e} \cong h_{ie} - r_{bb'}$$

$$r_{ce} \cong 1/h_{oe}$$

d) Amplificatori a FET.

Il circuito differenziale, completo di capacità parassite in un FET si presenta come in fig. 3.

Nei FET è presente l'effetto *Miller*, per cui la capacità C_{gd} ha un comportamento equivalente a quello di una capacità posta tra *gate* e *source* di valore pari a $C_{gd}(1 + A)$ nel caso in cui il carico dell'amplificatore sia puramente ohmico. Da ciò risulta che la capacità d'ingresso di uno stadio vale:

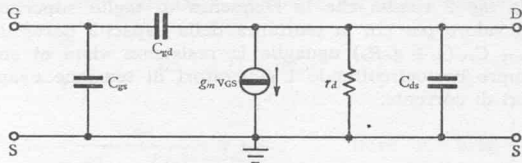


Figura 3.

$$C_i = C_{gs} + C_{gd}(1 + A) + C_c$$

essendo C_c la capacità dei collegamenti d'ingresso.

Se invece il carico è una impedenza, la capacità C_{gd} modifica l'ammettenza d'ingresso del FET. Il suo effetto è quello di aggiungere all'ammettenza già esistente una:

$$Y = -\omega C_{gd} A \sin \theta + j\omega C_{gd} (1 + A \cos \theta)$$

dove A è il modulo e θ l'argomento dell'amplificazione, depurato dell'angolo π corrispondente all'inversione di fase fra tensione di *drain* e di *gate*. L'angolo θ è positivo se il carico è ohmico induttivo, negativo se ohmico capacitivo.

e) *Figura di merito negli amplificatori a FET.*

Viene definita come il prodotto della pulsazione di taglio superiore ω_2 per l'amplificazione A_o alle medie frequenze. Risulta:

$$F = A_o \omega_2 = \frac{g_m}{C_i} \quad (1)$$

e viene espressa in rad/sec (qualche volta viene definita $A_o \cdot f_2 = \frac{g_m}{2\pi C_i}$ ed espressa in Hz).

La (1) mostra come l'amplificazione e la banda passante non siano indipendenti: quindi se si desidera, in un amplificatore, aumentare A_o , la banda passante si restringe.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Un amplificatore di tensione a RC ha una banda passante $B = 20$ kHz, una frequenza di taglio inferiore $f_1 = 20$ Hz e un'amplificazione alle medie frequenze $A_o = 70$. Distinguere le frequenze della banda in basse, medie, alte e trovare il valore dell'amplificazione e della fase per le seguenti frequenze: 10 Hz, 200 Hz, 1000 Hz, 18 kHz e 27 kHz.

Soluzione:

Il campo delle basse frequenze è:

$$\text{b.f.} = f_1 \div 10 f_1 = (20 \div 200) \text{ Hz}$$

Il campo delle medie frequenze è:

$$\text{m.f.} = 10 f_1 \div 0,1 f_2 = (200 \div 2000) \text{ Hz}$$

Il campo delle alte frequenze è:

$$\text{a.f.} = 0,1 f_2 \div f_2 = 2 \text{ kHz} \div 20 \text{ kHz}$$

Per $f = 10 \text{ Hz}$:

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} = \frac{70}{\sqrt{1 + 4}} = 31,3$$

$$\text{tg } \theta = \frac{f_1}{f} = 2 \quad \theta \cong + 63^\circ 30'$$

Quindi l'angolo di fase φ fra il segnale di uscita e quello d'ingresso è:

$$\varphi = \pi + \theta = 243^\circ 30'$$

Per $f = 200 \text{ Hz}$ e 1000 Hz siamo nel campo delle medie frequenze perciò:

$$A_o = 70 \quad \theta = 0 \quad \text{e} \quad \varphi = 180^\circ$$

Per $f = 18 \text{ kHz}$:

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}} = \frac{70}{\sqrt{1 + \left(\frac{18}{20}\right)^2}} \cong 52$$

$$\text{tg } \theta = -\frac{f}{f_2} = -0,9$$

$$\theta = -42^\circ \quad ; \quad \varphi = 180^\circ - 42^\circ = 138^\circ$$

Per $f = 27 \text{ kHz}$:

$$A = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}} = \frac{70}{\sqrt{1 + \left(\frac{27}{20}\right)^2}} \cong 41,6$$

$$\text{tg } \theta = -\frac{f}{f_2} = -1,35$$

$$\theta = -53^\circ 30' \quad ; \quad \varphi = 180^\circ - 53^\circ 30' = 126^\circ 30'$$

ESERCIZIO N. 2.

Due stadi in cascata con accoppiamento a RC hanno le seguenti frequenze di taglio:

$$f_1' = 50 \text{ Hz}$$

$$f_1'' = 50 \text{ Hz}$$

$$f_2' = 70 \text{ kHz}$$

$$f_2'' = 800 \text{ kHz}$$

Si determinino le frequenze di taglio inferiore e superiore del complesso, la banda passante risultante e la relazione di fase fra il segnale di uscita e quello d'ingresso per $f = 50 \text{ Hz}$ e $f = 5 \text{ kHz}$.

Soluzione:

Essendo le frequenze di taglio inferiori dei singoli stadi uguali ($f_1' = f_1'' = f_1$):

$$f_{1t} = \frac{f_1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} = \frac{50}{0,64} = 78 \text{ Hz}$$

Poiché il campo delle medie frequenze per il secondo stadio va da 500 Hz ÷ 80 kHz, a 70 kHz l'amplificazione coinciderà con A_{02} , mentre per il primo stadio coinciderà con $\frac{A_{01}}{\sqrt{2}}$ trovandoci proprio alla frequenza di taglio superiore f_2' . Per definizione di frequenza di taglio qualunque sia il numero degli stadi si ha in corrispondenza a f_{2t} :

$$A_t = \frac{A_{0t}}{\sqrt{2}} = \frac{A_{01} \cdot A_{02} \cdot \dots \cdot A_{0n}}{\sqrt{2}}$$

Nel caso in esame per $f = 70 \text{ kHz}$ si ha:

$$A_t = \frac{A_{01}}{\sqrt{2}} \cdot A_{02} = \frac{A_{0t}}{\sqrt{2}}$$

Questo significa che anche la frequenza di taglio superiore del complesso è proprio $f_{2t} = 70 \text{ kHz}$.

La banda complessiva è quindi:

$$B_t \cong f_{2t} = 70 \text{ kHz}$$

Per le relazioni di fase fra il segnale di uscita e quello d'ingresso resta comodo disegnare lo schema a blocchi dell'amplificatore e determinare la rotazione di fase che si ha per ogni singolo stadio. La risultante rotazione è data dalla somma delle singole rotazioni. (Si tratta infatti del prodotto di numeri complessi quindi gli argomenti si sommano) (fig. 4).

Per $f = 50 \text{ Hz}$ si ha:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{f_1}{f} = \frac{50}{50} = 1 \quad ; \quad \theta = +45^\circ \quad (f_1 = f_1' = f_2'' = 50 \text{ Hz})$$

quindi all'uscita dal primo stadio il vettore V_1' è sfasato rispetto a V_i di $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$.

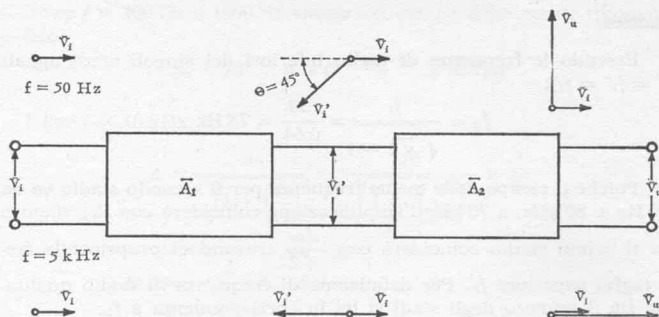


Figura 4.

Secondo stadio:

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{f_1}{f} = \frac{50}{50} = 1 \quad \theta_1 = +45^\circ$$

quindi all'uscita dal secondo stadio il vettore V_u è sfasato rispetto a V_i' di $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$.

La rotazione complessiva è dunque pari alla somma delle singole, cioè 450° , ovvero un angolo giro più 90° , in definitiva V_u risulta in anticipo di 90° rispetto a V_i .

Per $f = 5 \text{ kHz}$, trovandoci alle medie frequenze l'angolo θ sarà circa nullo per ambedue gli stadi, e la rotazione del vettore di uscita rispetto a quello d'ingresso per ogni singolo stadio sarà di 180° . In complesso per due stadi la rotazione è un angolo giro, perciò V_u e V_i risulteranno in fase (fig. 4).

ESERCIZIO N. 3.

Due stadi di un amplificatore a RC hanno le seguenti frequenze di taglio:

$$\begin{aligned} f_1' &= 50 \text{ Hz} & f_1'' &= 50 \text{ Hz} \\ f_2' &= 20 \text{ kHz} & f_2'' &= 40 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Calcolare le frequenze di taglio del complesso.

Soluzione:

La frequenza di taglio inferiore può essere subito trovata essendo $f_1 = f_1'' = f_1 = 50 \text{ Hz}$:

$$f_{1t} = \frac{f_1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} = \frac{50}{0,64} = 78 \text{ Hz}$$

Alla f_{2t} per definizione l'amplificazione è:

$$\frac{A_{0t}}{\sqrt{2}} = \frac{A_{01}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2'}\right)^2}} \cdot \frac{A_{02}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2''}\right)^2}}$$

Per avere l'uguaglianza, essendo identici i numeratori imponremo che lo siano anche i denominatori:

$$2 = \left[1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2'}\right)^2\right]^2 \left[1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2''}\right)^2\right]^2$$

Sviluppando il prodotto:

$$2 = 1 + \frac{f_{2t}^2}{f_2''^2} + \frac{f_{2t}^2}{f_2'^2} + \frac{f_{2t}^4}{f_2'^2 f_2''^2}$$

Ordinando rispetto alla variabile f_{2t} :

$$f_{2t}^4 + (f_2'^2 + f_2''^2) f_{2t}^2 - f_2'^2 \cdot f_2''^2 = 0$$

Ponendo $f_{2t}^2 = y$ e sostituendo i valori noti:

$$y^2 + (400 + 1600) 10^6 y - 6400 \cdot 10^{14} = 0$$

$$y^2 + 2 \cdot 10^9 \cdot y - 0,64 \cdot 10^{18} = 0$$

$$y = -10^9 \pm 1,28 \cdot 10^9$$

Scartando il valore negativo, privo di significato fisico, si ha:

$$y = 0,28 \cdot 10^9$$

Si può quindi risalire a f_{2t} :

$$f_{2t} = \sqrt{y} = 10^4 \sqrt{2,8} = 16,7 \text{ kHz}$$

Si osserva che la banda si restringe.

ESERCIZIO N. 4.

Uno stadio di un amplificatore a R-C viene realizzato come in fig. 5. Il transistor impiegato funziona a riposo con $I_{CO} = 3,5 \text{ mA}$; $V_{CEO} = 5 \text{ V}$; $I_{BO} = 33 \mu\text{A}$ e $V_{BEO} = 0,65 \text{ V}$ e nel punto di funzionamento indicato i parametri differenziali risultano: $h_{ie} = 2,1 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 100$; $h_{re} = 3 \cdot 10^{-4}$; $h_{oe} = 25 \mu\text{A/V}$; sono inoltre noti i seguenti parametri del circuito equivalente a π : $r_{bb'}$ = 100Ω ; $C_{b'e}$ = 200 pF ; $C_{b'c}$ = 5 pF . L'amplificatore è alimentato con una tensione $E_C = 12 \text{ V}$ ed ha una resistenza di carico $R_C = 1,6 \text{ k}\Omega$ e l'uscita è accoppiata ad uno stadio seguente avente resistenza d'ingresso $R_{i2} = 2 \text{ k}\Omega$, tramite un condensatore $C_{a''} = 2 \mu\text{F}$.

Sapendo che all'ingresso dello stadio è posto un generatore di f.e.m. $E_M = 0,16 \text{ V}$ e resistenza interna $r_g = 6 \text{ k}\Omega$, che il condensatore $C_{a'}$ è di $10 \mu\text{F}$ e che si desidera un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 10$, calcolare:

- 1) I valori delle resistenze R_E , R_1 e R_2 .
- 2) La frequenza di taglio inferiore del complesso e il valore della capacità C_E .
- 3) La frequenza di taglio superiore f_2 .
- 4) L'ampiezza del segnale di uscita alle frequenze intermedie.

Soluzione:

- 1) Si ha:

$$E_C = -R_E I_{EO} + V_{CEO} + R_C I_{CO}$$

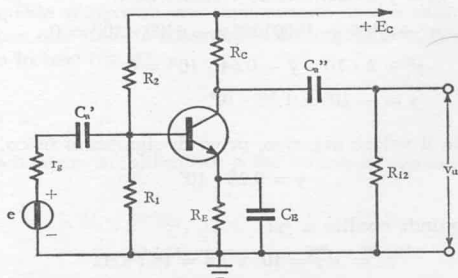


Figura 5.

da cui:

$$R_E I_{EO} = -E_C + V_{CEO} + R_C I_{CO} = -12 + 5 + 1,6 \cdot 10^3 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} = -1,4 \text{ V}$$

e quindi:

$$R_E = \frac{-1,4}{-3,53 \cdot 10^{-3}} \cong 400 \, \Omega$$

essendo:

$$I_{EO} = -I_{CO} - I_{BO} = -(3,5 + 0,033) \cdot 10^{-3} \cong -3,53 \text{ mA}$$

Inoltre, applicando il teorema di Thèvenin, fra base e massa, il circuito di polarizzazione, costituito dal partitore $R_1 - R_2$, può essere sostituito da una f.e.m. continua:

$$E_B = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

con in serie una resistenza:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Poiché si deve avere $S = 10$, risulta:

$$10 = \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{1 + h_{FE}}} = \frac{400 + R_B}{400 + \frac{R_B}{107}}$$

essendo:

$$h_{FE} = \frac{I_{CO}}{I_{BO}} = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{33 \cdot 10^{-6}} \cong 106$$

segue:

$$4000 + \frac{R_B}{10,7} = 400 + R_B$$

e quindi:

$$R_B = \frac{38,52 \cdot 10^3}{9,7} \cong 4 \text{ k}\Omega$$

Ma deve anche essere:

$$\begin{aligned} E_B &= R_B I_{BO} + V_{BE0} + V_{EO} = \\ &= 4 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-6} + 0,65 + 1,4 = 2,17 \text{ V} \end{aligned}$$

quindi:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_B}{E_C} = \frac{2,17}{12} \quad (1)$$

e poiché:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 4 \cdot 10^3 \quad (2)$$

risolvendo il sistema delle (1) e (2) si ricava:

$$R_1 \cong 4,9 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_2 \cong 22 \text{ k}\Omega$$

2) Il circuito equivalente dell'amplificatore di fig. 5 si presenta, per le basse frequenze, come in fig. 6. Dall'analisi di tale circuito, risulta che ciascun condensatore determina una frequenza di taglio inferiore.

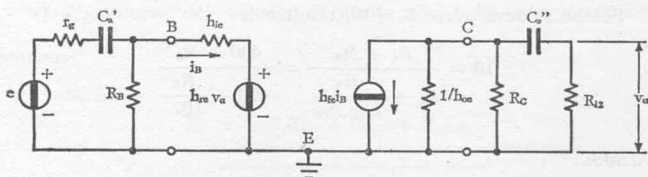


Figura 6.

Trascurando l'effetto del parametro h_{re} (si è visto nel capitolo V che ciò comporta errori di pochi per cento), si ha che la frequenza di taglio inferiore f_1' , dovuta a C_a' , vale:

$$f_1' = \frac{1}{2\pi C_a' \left(r_g + \frac{R_B h_{ie}}{R_B + h_{ie}} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-6} (6 + 1,38) 10^3} = 2,16 \text{ Hz}$$

mentre quella dovuta a C_a'' risulta:

$$f_1'' = \frac{1}{2\pi C_a'' \left(R_{i2} + \frac{R_C/h_{oe}}{R_C + 1/h_{oe}} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^{-6} (2 + 1,54) \cdot 10^3} = 22,5 \text{ Hz}$$

Poiché è $f_1'' > 10 f_1'$, la frequenza di taglio inferiore del complesso si può ritenere coincidente con f_1'' . La capacità C_E deve essere dimensionata in modo da costituire una reattanza molto piccola rispetto a R_E . Ponendo $X_{CE} = (1/10) R_E$ per la frequenza di taglio inferiore, risulta:

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_1'' \frac{R_E}{10}} = \frac{1}{2\pi \cdot 22,5 \cdot 40} = 177 \mu\text{F}$$

3) Per lo studio del comportamento in alta frequenza dell'amplificatore è opportuno ricorrere al circuito equivalente a π che nel nostro caso appare come in fig. 7 e che può essere approssimato come in fig. 8 in cui la resistenza R_p è data dal parallelo di r_{ce} , R_C e R_{i2} e i

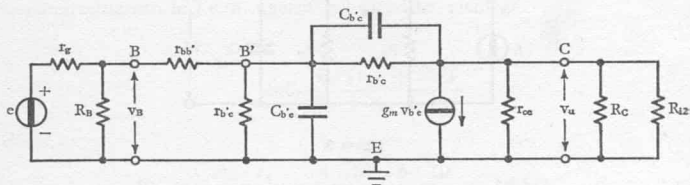


Figura 7.

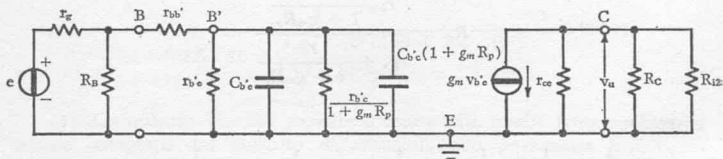


Figura 8

parametri differenziali del transistor valgono (l'effetto di $r_{b'e}$ e $C_{b'e}$ sul circuito di uscita è trascurabile):

$$r_{bb'} = 100 \, \Omega$$

$$r_{b'e} \cong h_{ie} - r_{bb'} = 2 \, \text{k}\Omega$$

$$r_{b'c} = \frac{h_{ie} - r_{bb'}}{h_{re}} = 6,67 \, \text{M}\Omega$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie} - r_{bb'}} = 50 \, \text{mA/V}$$

$$r_{ce} \cong \frac{1}{h_{oe}} = 40 \, \text{k}\Omega$$

La frequenza di taglio superiore, dall'esame del circuito differenziale di fig. 8, risulta dipendente solo dal circuito d'ingresso del transistor, che può essere ridotto come in fig. 9.

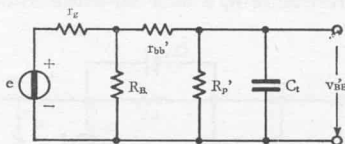


Figura 9.

in cui è:

$$R_p' = \frac{r_{b'e} \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p}}{r_{b'e} + \frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p}}$$

essendo:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_{t2}} = \frac{1}{40 \cdot 10^3} + \frac{1}{1,6 \cdot 10^3} + \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 1,15 \cdot 10^{-3}$$

da cui:

$$R_p = \frac{1}{1,15 \cdot 10^{-3}} = 870 \, \Omega$$

segue:

$$g_m R_p = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 870 = 43,5$$

$$\frac{r_{b'e}}{1 + g_m R_p} = \frac{6,60 \cdot 10^6}{1 + 43,5} = 150 \, \text{k}\Omega$$

$$R_p' = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3}{(2 + 150) 10^3} = 1,97 \, \text{k}\Omega$$

e infine:

$$\begin{aligned} C_t &= C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_p) = \\ &= 200 \cdot 10^{-12} + 5 \cdot 10^{-12} (1 + 43,5) = 422,5 \, \text{pF} \end{aligned}$$

Poiché la frequenza di taglio superiore f_2 , si ha per quel valore per cui la reattanza di C_t uguaglia la resistenza vista ai suoi morsetti, cortocircuitando le f.e.m. agenti nel circuito, risulta:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_t \frac{R_p' (r_{bb'} + R_p'')}{R_p' + r_{bb'} + R_p''}}$$

dove:

$$R_p'' = \frac{R_B \cdot r_g}{R_B + r_g} = \frac{4 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^3}{(4 + 6) \cdot 10^3} = 2,4 \, \text{k}\Omega$$

Sostituendo i valori è:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 422,5 \cdot 10^{-12} \frac{1,97 \cdot 10^3 (100 + 2,4 \cdot 10^3)}{1,97 \cdot 10^3 + 100 + 2,4 \cdot 10^3}} = 342 \, \text{kHz}$$

4) L'ampiezza V_{uM} del segnale d'uscita alle medie frequenze può essere calcolata dal circuito differenziale con parametri ibridi di fig. 6, in cui si considerino trascurabili le reattanze dei condensatori C_a' e C_a'' . Per semplicità di calcolo si può considerare trascurabile il

parametro h_{re} . In tali condizioni la corrente i_g erogata dal generatore e ha ampiezza:

$$I_{gM} \cong \frac{E_M}{r_g + \frac{R_B \cdot h_{ie}}{R_B + h_{ie}}} = \frac{0,16}{6 \cdot 10^3 + \frac{4 \cdot 10^3 \cdot 2,1 \cdot 10^3}{(4 + 2,1) 10^3}} = 21,7 \mu A$$

Poiché la corrente si ripartisce in ragione inversamente proporzionale alle resistenze, l'ampiezza della corrente alternativa di base risulterà:

$$I_{BM} = I_{gM} \frac{R_B}{h_{ie} + R_B} = 21,7 \cdot 10^{-6} \frac{4 \cdot 10^3}{(2,1 + 4) 10^3} = 14,2 \mu A$$

Ora è:

$$V_{uM} = h_{fe} I_{BM} \frac{1}{h_{oe} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}} = \frac{100 \cdot 14,2 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-6} + 625 \cdot 10^{-6} + 500 \cdot 10^{-6}} = 1,23 V$$

ESERCIZIO N. 5.

Uno stadio di un amplificatore RC a transistori viene realizzato come in fig. 5. Del transistor impiegato si conosce il punto di funzionamento a riposo: $I_{CO} = 4 \text{ mA}$; $V_{CEO} = 5 \text{ V}$; $I_{BO} = 28 \mu A$; $V_{BEO} = 0,6 \text{ V}$, i parametri differenziali del circuito a π : $r_{bb'} = 200 \Omega$; $r_{b'e} = 1,8 \text{ k}\Omega$; $r_{b'c} = 6 \text{ M}\Omega$; $g_m = 75 \text{ mA/V}$; $r_{ce} = 40 \text{ k}\Omega$ e le capacità parassite: $C_{b'e} = 150 \text{ pF}$ e $C_{b'c} = 6 \text{ pF}$.

Sapendo che si vuole ottenere un'amplificazione di corrente $A_i = i_c/i_b = 130$, una frequenza di taglio inferiore di ciascun circuito di accoppiamento $f_1 = 40 \text{ Hz}$ e una frequenza di taglio superiore $f_2 = 250 \text{ kHz}$, calcolare:

- 1) Le resistenze R_C e R_E che compaiono nello schema, tenendo presente che il generatore d'ingresso ha una resistenza interna $r_g = 3 \text{ k}\Omega$, che lo stadio è accoppiato ad uno seguente avente resistenza d'ingresso $R_L = 2,5 \text{ k}\Omega$ e che si desidera un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 10$.
- 2) La tensione di alimentazione E_C .

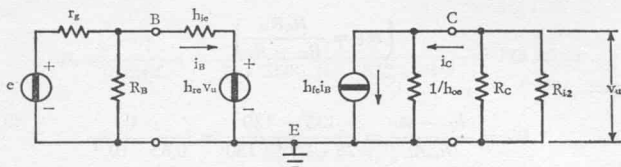


Figura 10.

- 3) Le resistenze del partitore R_1 , R_2 e le capacità C_a' , C_a'' e C_E .
- 4) L'ampiezza E_M della tensione alternativa di ingresso affinché si abbia all'uscita una tensione di ampiezza 3 V e frequenza a centro banda.

Soluzione:

1) Alle medie frequenze il circuito equivalente dell'amplificatore risulta come in fig. 10 in cui sono stati utilizzati i parametri ibridi del transistor e si è indicata con R_B la resistenza risultante dal parallelo di R_1 e R_2 . I parametri ibridi possono essere ricavati dalla conoscenza di quelli del circuito a π . E:

$$h_{re} \cong \frac{r_{b'e}}{r_{b'c}} = \frac{1,8 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^6} = 3 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{oe} \cong \frac{1}{r_{ce}} = \frac{1}{40 \cdot 10^3} = 25 \mu\text{A/V}$$

$$h_{ie} \cong r_{b'e} + r_{bb'} = 1,8 \cdot 10^3 + 200 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$h_{fe} \cong g_m r_{b'e} = 75 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8 \cdot 10^3 = 135$$

Essendo l'amplificazione di corrente:

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R'_C}$$

dove R'_c è la resistenza di carico complessiva dell'amplificatore:

$$\left(R'_c = \frac{R_c R_{l2}}{R_c + R_{l2}} \right)$$

segue:

$$R'_c = \frac{h_{fe} - A_i}{h_{oe} A_i} = \frac{135 - 130}{25 \cdot 10^{-6} \cdot 130} = \frac{1}{0,65 \cdot 10^{-3}}$$

e poich :

$$\frac{1}{R'_c} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{l2}}$$

si ottiene:

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{R'_c} - \frac{1}{R_{l2}} = 0,65 \cdot 10^{-3} - 0,4 \cdot 10^{-3} = 0,25 \cdot 10^{-3}$$

da cui:

$$R_c = \frac{1}{0,25 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ k}\Omega$$

La resistenza R_B pu  essere ricavata dall'esame del circuito in alta frequenza che risulta come quello di fig. 7, che poi pu  essere ridotto come in fig. 8.  :

$$C_t = C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_p)$$

dove:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{l2}}} = \frac{1}{25 \cdot 10^{-6} + 250 \cdot 10^{-6} + 400 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^6}{675} = 1,48 \text{ k}\Omega$$

e sostituendo i valori numerici:

$$C_t = 150 \cdot 10^{-12} + 6 \cdot 10^{-12} (1 + 75 \cdot 10^{-3} \cdot 1,48 \cdot 10^3) = 822 \text{ pF}$$

Ora, con riferimento alla fig. 9, la frequenza di taglio superiore f_2 dell'amplificatore vale:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_t R_t}$$

dove R_t è la resistenza vista ai morsetti di C_t , cortocircuitando e .
Segue:

$$R_t = \frac{1}{2\pi f_z C_t} = \frac{1}{2\pi \cdot 250 \cdot 10^3 \cdot 822 \cdot 10^{-12}} = 775 \Omega$$

ma è:

$$R_t = \frac{R_p' (r_{bb'} + R_p'')}{R_p' + r_{bb'} + R_p''} \quad (1)$$

dove:

$$R_p'' = \frac{r_g \cdot R_B}{r_g + R_B}$$

e R_p' è il parallelo fra $r_{b'e}$ e $r_{b'c}/(1 + g_m R_p)$ ed essendo:

$$r_{b'e} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{r_{b'c}}{1 + g_m R_p} = \frac{6 \cdot 10^6}{1 + 75 \cdot 10^3 \cdot 1,48 \cdot 10^{-3}} = 53,5 \text{ k}\Omega$$

risulta:

$$R_p' = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 53,5 \cdot 10^3}{(1,8 + 53,5) \cdot 10^3} = 1,74 \text{ k}\Omega$$

Sostituendo nella (1) i valori numerici, si ha:

$$775 = \frac{1,74 \cdot 10^3 (200 + R_p'')}{1,74 \cdot 10^3 + 200 + R_p''}$$

da cui:

$$R_p'' = \frac{(775 \cdot 1,94 - 200 \cdot 1,74) \cdot 10^3}{1,74 \cdot 10^3 - 775} \cong 1,2 \text{ k}\Omega$$

ed infine:

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_p''} - \frac{1}{r_g} = \frac{1}{1,2 \cdot 10^3} - \frac{1}{3 \cdot 10^3} = 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$R_B = \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

Affinché si abbia un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 10$ deve essere:

$$10 = \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{1 + h_{FE}}} = \frac{R_E + 2 \cdot 10^3}{R_E + \frac{2 \cdot 10^3}{144}}$$

essendo:

$$h_{FE} = \frac{I_{CO}}{I_{BO}} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{28 \cdot 10^{-6}} = 143$$

e quindi:

$$R_E = \frac{2 \cdot 10^3 - \frac{20 \cdot 10^3}{144}}{9} \cong 207 \Omega$$

2) La tensione di alimentazione E_C vale:

$$\begin{aligned} E_C &= V_{EO} + V_{CEO} + R_C I_{CO} = R_E (I_{CO} + I_{BO}) + V_{CEO} + R_C I_{CO} = \\ &= 207 (4 + 0,028) \cdot 10^{-3} + 5 + 4 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cong 21,8 \text{ V} \end{aligned}$$

3) Per il calcolo delle resistenze del partitore R_1 , R_2 , basta osservare che, applicando il teorema di Thèvenin fra base e massa, esso equivale ad un generatore:

$$E_B = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

con in serie una resistenza:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Affinché la corrente di base a riposo sia I_{BO} , deve essere:

$$\begin{aligned} E_B &= R_B I_{BO} + V_{BE0} + V_{EO} = \\ &= 2 \cdot 10^3 \cdot 28 \cdot 10^{-6} + 0,6 + 207 \cdot 4,028 \cdot 10^{-3} = 1,49 \text{ V} \end{aligned}$$

Segue:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_B}{E_C} = \frac{1,49}{21,8}$$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2 \cdot 10^3$$

da cui:

$$R_2 \cong 29,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 \cong 2,15 \text{ k}\Omega$$

I valori delle capacità C_a' , C_a'' e C_E si calcolano in base alla frequenza di taglio inferiore f_l , tenendo presente che il circuito equivalente alle basse frequenze è come quello di fig. 6. Trascurando il parametro h_{re} , si ha:

$$C_a' = \frac{1}{2\pi f_l \left(r_g + \frac{h_{ie} \cdot R_B}{h_{ie} + R_B} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \left(3 \cdot 10^3 + \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{4 \cdot 10^3} \right)} \cong 1 \mu\text{F}$$

$$\begin{aligned} C_a'' &= \frac{1}{2\pi f_l \left(R_{\Omega} + \frac{R_C / h_{oe}}{R_C + 1/h_{oe}} \right)} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 40 \left(2,5 \cdot 10^3 + \frac{40 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3}{44 \cdot 10^3} \right)} \cong 0,65 \mu\text{F} \end{aligned}$$

Infine:

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_l \frac{R_E}{10}} = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \cdot 20,7} \cong 200 \mu\text{F}$$

4) Dal circuito equivalente di fig. 10, essendo $V_{uM} = 3 \text{ V}$, si ricava:

$$h_{fe} \cdot I_{BM} = \frac{V_{uM}}{R_p} = \frac{3}{1,48 \cdot 10^3} = 2,025 \text{ mA}$$

da cui:

$$I_{BM} = \frac{2,025 \cdot 10^{-3}}{h_{fe}} = \frac{2,025 \cdot 10^{-3}}{135} = 15 \mu\text{A}$$

Segue per la tensione alternativa base-emettitore:

$$\begin{aligned} V_{BEM} &= h_{ie} \cdot I_{BM} - h_{re} V_{uM} = \\ &= 2 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-6} - 3 \cdot 10^{-4} \cdot 3 = 29,1 \cdot 10^{-3} \text{ V} \end{aligned}$$

(Si noti che la tensione di uscita è in opposizione di fase con la corrente di base). Poiché la corrente alternativa nella resistenza R_B , vale:

$$I_{RB} = \frac{V_{BEM}}{R_B} = \frac{29,1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^3} = 14,55 \mu\text{A}$$

il generatore e erogherà una corrente I_g di ampiezza:

$$I_{gM} = (14,55 + 15) \cdot 10^{-6} = 29,55 \mu\text{A}$$

Si deduce che l'ampiezza della tensione d'ingresso vale:

$$E_M = I_{gM} \cdot r_g + V_{BEM} = 29,55 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^3 + 29,1 \cdot 10^{-3} \cong 118 \text{ mV}$$

ESERCIZIO N. 6.

Un amplificatore a due stadi accoppiati a R-C viene realizzato secondo lo schema di fig. 11. I transistori NPN al germanio impiegati, hanno parametri e punti di funzionamento sotto indicati:

Transistore T_1	Transistore T_2
$V_{CEO} = 4 \text{ V}$	$V'_{CEO} = 5,5 \text{ V}$
$I_{CO} = 3,5 \text{ mA}$	$I'_{CO} = 25 \text{ mA}$
$I_{BO} = 22 \mu\text{A}$	$I'_{BO} = 0,3 \text{ mA}$
$V_{BEO} = 0,3 \text{ V}$	$V'_{BEO} = 0,25 \text{ V}$
$h_{fe} = 150$	$h'_{fe} = 80$
$h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$	$h'_{ie} = 500 \Omega$
$h_{re} = 5 \cdot 10^{-4}$	$h'_{re} = 6 \cdot 10^{-4}$
$h_{oe} = 100 \mu\text{A/V}$	$h'_{oe} = 250 \mu\text{A/V}$

Si dispone inoltre di una tensione di alimentazione $E_c = 15\text{ V}$ e si desidera ottenere una frequenza di taglio inferiore $f_1 = 25\text{ Hz}$ per ciascun circuito di accoppiamento e con un coefficiente di stabilizzazione termica $S = 8$.

Fissando al valore $2,5\text{ V}$ le cadute sulle resistenze di emettitore e sapendo che il generatore d'ingresso ha una resistenza interna $r_g = 2,5\text{ k}\Omega$ e che il secondo stadio è caricato da una resistenza $R_L = 1\text{ k}\Omega$, calcolare:

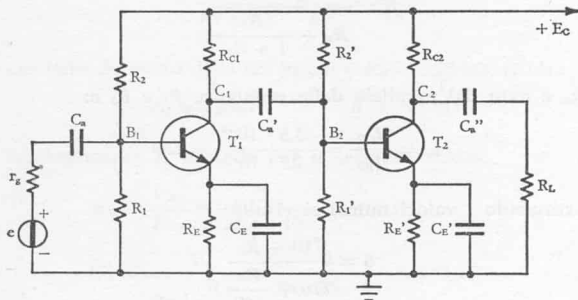


Figura 11.

- 1) I valori delle resistenze e capacità che compaiono nello schema.
- 2) L'ampiezza E_M del segnale d'ingresso necessario per avere sulla resistenza R_L una tensione di ampiezza $V_{LM} = 4,5\text{ V}$ e frequenza a centro banda.
- 3) L'amplificazione di tensione V_{LM}/E_M e quella di potenza P_{RL}/P_e .
- 4) La frequenza di taglio inferiore dell'intero amplificatore.

Soluzione:

- 1) Per il primo stadio si ha:

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_{EO}} = \frac{V_{RE}}{(I_{CO} + I_{BO})} = \frac{2,5}{3,522 \cdot 10^{-3}} = 710\ \Omega$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_1 \cdot \frac{R_E}{10}} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 71} = 90 \mu\text{F}$$

$$R_{C1} = \frac{E_C - V_{CE0} - V_{EO}}{I_{CO}} = \frac{15 - 4 - 2,5}{3,5 \cdot 10^{-3}} = 2,43 \text{ k}\Omega$$

Il coefficiente di stabilizzazione termica S vale:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{1 + h_{FE}}}$$

dove R_B è dato dal parallelo delle resistenze R_1 e R_2 e:

$$h_{FE} = \frac{I_{CO}}{I_{BO}} = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{22 \cdot 10^{-6}} = 159$$

Sostituendo i valori numerici risulta:

$$8 = \frac{710 + R_B}{710 + \frac{R_B}{160}}$$

da cui:

$$5680 + \frac{8}{160} R_B = 710 + R_B$$

$$R_B = 4970 \cdot \frac{160}{152} \cong 5,25 \text{ k}\Omega$$

Applicando il teorema di Thèvenin fra base ed emettitore, il generatore equivalente del circuito di polarizzazione di base risulta:

$$E_B = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

e la resistenza equivalente:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

Ora, per il circuito di base si può scrivere:

$$E_B = R_B I_{BO} + V_{BEO} + V_{EO}$$

e sostituendo i valori numerici:

$$E_B = 5,25 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6} + 0,3 + 2,5 = 2,91 \text{ V}$$

Dalla (1) si ricava:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_B}{E_C} = \frac{2,91}{15}$$

per cui tenendo conto della (2) in cui è $R_B = 5,25 \text{ k}\Omega$, risulta:

$$R_2 \cong 27 \text{ k}\Omega \quad R_1 \cong 6,5 \text{ k}\Omega$$

Analogamente si procede per il secondo stadio:

$$R'_E = \frac{V_{RE}}{I'_{EO}} = \frac{2,5}{25,3 \cdot 10^{-3}} \cong 100 \Omega$$

$$C'_E = \frac{1}{2\pi f_1 \frac{R'_E}{10}} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 10} \cong 640 \mu\text{F}$$

$$R_{C2} = \frac{E_C - V'_{CEO} - V'_{EO}}{I'_{CO}} = \frac{15 - 5,5 - 2,5}{25 \cdot 10^{-3}} = 280 \Omega$$

$$S = \frac{R'_E + R'_B}{R'_E + \frac{R'_B}{1 + h'_{FE}}} = 8$$

dove:

$$h'_{FE} = \frac{I'_{CO}}{I'_{BO}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,3 \cdot 10^{-3}} \cong 83$$

segue:

$$R'_B = 7 R'_E \frac{84}{76} \cong 775 \Omega$$

$$E'_B = 775 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} + 0,25 + 2,5 = 2,98 \text{ V}$$

$$\begin{cases} \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} = \frac{2,98}{15} \\ \frac{R_1' R_2'}{R_1' + R_2'} = 775 \end{cases}$$

e quindi:

$$R_2' = 3,9 \text{ k}\Omega$$

$$R_1' = 965 \Omega$$

Per il calcolo delle capacità di accoppiamento occorre determinare la resistenza vista da ciascun condensatore. Il condensatore C_a vede una resistenza pari a r_g con in serie il parallelo delle resistenze R_B e R_{i1} (resistenza d'ingresso al transistore T_1). Assumendo in prima approssimazione $R_{i1} = h_{ie}$ si ha:

$$C_a \cong \frac{1}{2\pi f_1 \left(r_g + \frac{R_B h_{ie}}{R_B + h_{ie}} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \left(2,5 + \frac{5,25}{6,25} \right) \cdot 10^3} \cong 1,9 \mu\text{F}$$

La resistenza vista dal condensatore C_a' è quella di uscita del transistore T_1 (circa R_{c1} con in parallelo $1/h_{oe}$) con in serie quella di ingresso al secondo stadio (circa R_B' con in parallelo h'_{ie}).

Risulta allora:

$$\begin{aligned} C_a' &\cong \frac{1}{2\pi f_1 \left(\frac{R_{c1}/h_{oe}}{R_{c1} + 1/h_{oe}} + \frac{R_B' h'_{ie}}{R_B' + h'_{ie}} \right)} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 25 \left(\frac{2,43 \cdot 10}{2,43 + 10} + \frac{0,775 \cdot 0,5}{0,775 + 0,5} \right) \cdot 10^3} \cong 2,8 \mu\text{F} \end{aligned}$$

Analogamente per C_a'' :

$$C_a'' = \frac{1}{2\pi f_1 \left(\frac{R_{c2}/h'_{oe}}{R_{c2} + 1/h'_{oe}} + R_L \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \left(\frac{0,28 \cdot 4}{0,28 + 4} + 1 \right) \cdot 10^3} \cong 5 \mu\text{F}$$

2) Per trovare la f.e.m. del generatore d'ingresso si può ricorrere al circuito differenziale equivalente alle medie frequenze dell'intero amplificatore riportato in fig. 12.

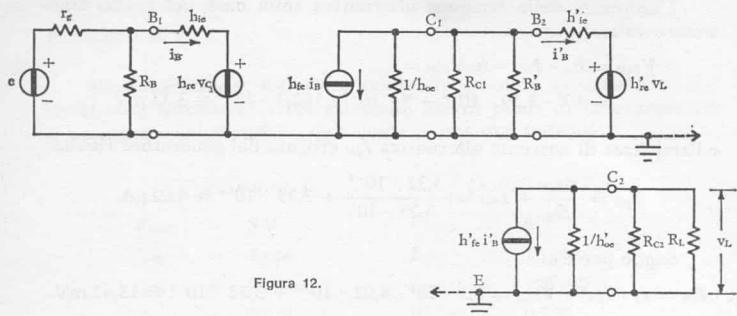


Figura 12.

Con riferimento alla fig. 12 si ha:

$$h'_{fe} I'_{BM} = V_{LM} \left(h'_{oe} + \frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_L} \right) = 4,5 \left(0,25 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{280} + \frac{1}{10^3} \right) = 21,6 \text{ mA}$$

da cui:

$$I'_{BM} = \frac{21,6 \cdot 10^{-3}}{h'_{fe}} = \frac{21,6 \cdot 10^{-3}}{80} = 0,27 \text{ mA}$$

L'ampiezza della tensione alternativa di collettore V_{C1M} risulta:

$$\begin{aligned} V_{C1M} &= h'_{ie} \cdot I'_{BM} - h'_{re} V_{LM} = \\ &= 500 \cdot 0,27 \cdot 10^{-3} - 6 \cdot 10^{-4} \cdot 4,5 = 132,3 \text{ mV} \end{aligned}$$

Ora è:

$$\begin{aligned} h_{fe} I_{BM} &= V_{C1M} \left(h_{oe} + \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R'_B} \right) + I'_{BM} = \\ &= 132,3 \cdot 10^{-3} (100 \cdot 10^{-6} + 410 \cdot 10^{-6} + 1,29 \cdot 10^{-3}) + 0,27 \cdot 10^{-3} = \\ &= 0,509 \text{ mA} \end{aligned}$$

quindi:

$$I_{BM} = \frac{0,509 \cdot 10^{-3}}{h_{fe}} = \frac{0,509 \cdot 10^{-3}}{150} = 3,39 \mu\text{A}$$

L'ampiezza della tensione alternativa sulla base del primo transistorore vale:

$$\begin{aligned} V_{B1M} &= h_{ie} \cdot I_{BM} - h_{re} V_{C1M} = \\ &= 10^3 \cdot 3,39 \cdot 10^{-6} - 5 \cdot 10^{-4} \cdot 132,3 \cdot 10^{-3} \cong 3,32 \text{ mV} \end{aligned}$$

e l'ampiezza di corrente alternativa I_{gM} erogata dal generatore risulta:

$$I_{gM} = \frac{V_{B1M}}{R_B} + I_{BM} = \frac{3,32 \cdot 10^{-3}}{5,25 \cdot 10^3} + 3,39 \cdot 10^{-6} = 4,02 \mu\text{A}$$

Segue per E_M :

$$E_M = r_g \cdot I_{gM} + V_{B1M} = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 4,02 \cdot 10^{-6} + 3,32 \cdot 10^{-3} = 13,42 \text{ mV}$$

3) L'amplificazione di tensione V_{LM}/E_M risulta:

$$A_v = \frac{V_{LM}}{E_M} = \frac{4,5}{13,42 \cdot 10^{-3}} = 335$$

Inoltre la potenza erogata dal generatore d'ingresso è:

$$P_e = \frac{E_M \cdot I_{gM}}{2} = \frac{13,42 \cdot 10^{-3} \cdot 4,02 \cdot 10^{-6}}{2} = 27 \cdot 10^{-9} \text{ W}$$

mentre quella utilizzata vale:

$$P_u = \frac{V_{LM}^2}{2 R_L} = \frac{4,5^2}{2 \cdot 10^3} = 10,12 \cdot 10^{-3} \text{ W}$$

Segue per l'amplificazione di potenza, intesa come rapporto P_u/P_e :

$$A_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{10,12 \cdot 10^{-3}}{27 \cdot 10^{-9}} = 375 \cdot 10^3$$

4) Avendo i circuiti di accoppiamento frequenze di taglio inferiore identiche, la frequenza di taglio inferiore f_{lt} dell'intero amplificatore si troverà mediante la relazione:

$$f_{lt} = \frac{f_1}{\sqrt[3]{\sqrt{2} - 1}} = \frac{25}{0,51} = 49 \text{ Hz}$$

ESERCIZIO N. 7.

Un amplificatore R-C viene realizzato secondo lo schema di figura 11, con transistori NPN al silicio, aventi punti di funzionamento e parametri del circuito equivalente a π sotto indicati:

Transistore T_1

V_{CE01}	=	5 V
I_{C01}	=	4 mA
I_{B01}	=	25 μ A
V_{BE01}	=	0,6 V
$r_{bb'1}$	=	150 Ω
$r_{b'e1}$	=	1,35 k Ω
g_{m1}	=	110 mA/V
r_{ce1}	=	20 k Ω
$r_{b'e1}$	=	4,5 M Ω
$C_{b'e1}$	=	120 pF
$C_{b'c1}$	=	4 pF

Transistore T_2

V_{CE02}	=	6 V
I_{C02}	=	15 mA
I_{B02}	=	120 μ A
V_{BE02}	=	0,7 V
$r_{bb'2}$	=	100 Ω
$r_{b'e2}$	=	900 Ω
g_{m2}	=	130 mA/V
r_{ce2}	=	10 k Ω
$r_{b'e2}$	=	2 M Ω
$C_{b'e2}$	=	150 pF
$C_{b'c2}$	=	5 pF

L'amplificatore viene alimentato ad una tensione $E_C = 15$ V e si desidera ottenere una frequenza di taglio inferiore $f_1 = 40$ Hz per ciascun circuito di accoppiamento. Le resistenze del partitore di polarizzazione valgono: $R_1 = 4,7$ k Ω ; $R_2 = 22$ k Ω ; $R_1' = 2,2$ k Ω ; $R_2' = 10$ k Ω ; quella del generatore del segnale d'ingresso: $r_g = 1$ k Ω e quella di utilizzazione $R_L = 1,2$ k Ω .

Si determinino:

- 1) I valori delle resistenze R_E , R_E' , R_{C1} e R_{C2} .
- 2) I valori delle capacità C_a , C_a' , C_a'' , C_E e C_E' .
- 3) L'ampiezza del segnale V_{LM} ai capi di R_L , sapendo che l'ampiezza della f.e.m. del segnale d'ingresso è $E_M = 5$ mV, con frequenza a centro banda.
- 4) La frequenza di taglio inferiore f_{1t} e quella di taglio superiore f_{2t} dell'intero amplificatore.

Soluzione:

1) Per il calcolo della R_E del primo stadio, occorre applicare il teorema di Thèvenin al circuito di polarizzazione. Si ottiene una f.e.m. del generatore equivalente:

$$E_{B1} = E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 15 \frac{4,7 \cdot 10^3}{(4,7 + 22) \cdot 10^3} = 2,64 \text{ V}$$

e una resistenza equivalente:

$$R_{B1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4,7 \cdot 22 \cdot 10^3}{(4,7 + 22) \cdot 10^3} = 3,87 \text{ k}\Omega$$

Il circuito del primo stadio dell'amplificatore può essere schematizzato come in fig. 13. Da essa risulta:

$$E_{B1} = R_{B1} I_{B01} + V_{BE01} + V_{EO1}$$

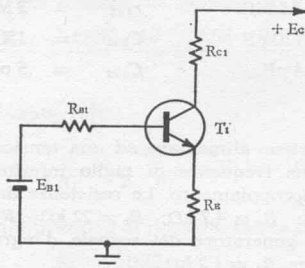


Figura 13.

da cui:

$$V_{EO1} = E_{B1} - R_{B1} I_{B01} - V_{BE01} = 2,64 - 3,87 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{-6} - 0,6 = 1,94 \text{ V}$$

quindi:

$$R_E = \frac{V_{EO1}}{I_{CO1} + I_{BO1}} = \frac{1,94}{(4 + 0,025) 10^{-3}} = 482 \, \Omega$$

Analogamente per R'_E , applicando il teorema di Thèvenin al circuito di polarizzazione del secondo stadio:

$$E_{B2} = E_C \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} = 15 \frac{2,2 \cdot 10^3}{(2,2 + 10) 10^3} = 2,7 \, \text{V}$$

$$R_{B2} = \frac{R_1' R_2'}{R_1' + R_2'} = \frac{2,2 \cdot 10 \cdot 10^6}{(2,2 + 10) 10^3} = 1,8 \, \text{k}\Omega$$

$$V_{EO2} = E_{B2} - R_{B2} I_{BO2} - V_{BE02} = 2,7 - 1,8 \cdot 10^3 \cdot 0,12 \cdot 10^{-3} - 0,7 \cong 1,8 \, \text{V}$$

da cui:

$$R'_E = \frac{V_{EO2}}{I_{CO2} + I_{BO2}} = \frac{1,8}{(15 + 0,12) \cdot 10^{-3}} = 120 \, \Omega$$

Le resistenze di carico risultano:

$$R_{C1} = \frac{E_C - V_{CE01} - V_{EO1}}{I_{CO1}} = \frac{15 - 5 - 1,94}{4 \cdot 10^{-3}} \cong 2 \, \text{k}\Omega$$

$$R_{C2} = \frac{E_C - V_{CE02} - V_{EO2}}{I_{CO2}} = \frac{15 - 6 - 1,8}{15 \cdot 10^{-3}} \cong 480 \, \Omega$$

2) Dai parametri del circuito equivalente a π si possono ricavare i parametri ibridi:

$$h_{ie1} = r_{bb'1} + r_{b'e1} = 150 + 1,35 \cdot 10^3 = 1,5 \, \text{k}\Omega$$

$$h_{fe1} = g_{m1} r_{b'e1} = 110 \cdot 10^{-3} \cdot 1,35 \cdot 10^3 = 148,5$$

$$h_{re1} = r_{b'e1} / r_{b'c1} = 1,35 \cdot 10^{-3} / 4,5 \cdot 10^6 = 3 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{oe1} = 1 / r_{ce1} = 1 / 20 \cdot 10^3 = 50 \, \mu\text{A/V}$$

$$h_{ie2} = r_{bb'2} + r_{b'e2} = 100 + 900 = 1 \, \text{k}\Omega$$

$$h_{fe2} = g_{m2} r_{b'e2} = 130 \cdot 10^{-3} \cdot 900 = 117$$

$$h_{re2} = r_{b'e2} / r_{b'c2} = 900 / 2 \cdot 10^6 = 4,5 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{oe2} = 1 / r_{ce2} = 1 / 10 \cdot 10^3 = 100 \mu\text{A/V}$$

per cui il circuito equivalente alle basse frequenze risulta come in fig. 14, in cui si è trascurato il parametro h_{re} .

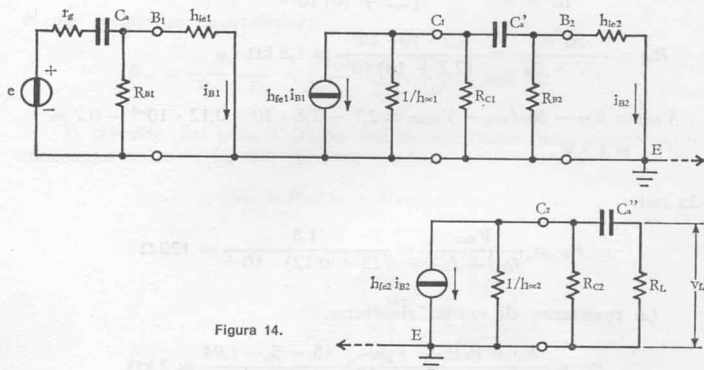


Figura 14.

Ricordando che la frequenza di taglio inferiore di ciascun circuito di accoppiamento si ha a quel valore per cui la reattanza del condensatore C_a uguaglia la resistenza che si vede ai suoi morsetti, risulta:

$$C_a = \frac{1}{2\pi f_1 \left(r_g + \frac{h_{ie1} R_{B1}}{h_{ie1} + R_{B1}} \right)} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 40 \left(10^3 + \frac{1,5 \cdot 10^3 \cdot 3,87 \cdot 10^3}{(1,5 + 3,87) 10^3} \right)} \cong 1,91 \mu\text{F}$$

Analogamente:

$$C_a' = \frac{1}{2\pi f_1 \left(\frac{R_{C1}}{1 + h_{oe1}R_{C1}} + \frac{h_{ie2}R_{B2}}{h_{ie2} + R_{B2}} \right)} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 40 \left(\frac{2 \cdot 10^3}{1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3} + \frac{10^3 \cdot 1,6 \cdot 10^3}{2,6 \cdot 10^3} \right)} \cong 1,64 \mu\text{F}$$

$$C_a'' = \frac{1}{2\pi f_1 \left(\frac{R_{C2}}{1 + h_{oe2}R_{C2}} + R_L \right)} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 40 \left(\frac{480}{1 + 10^{-4} \cdot 480} + 1,2 \cdot 10^3 \right)} \cong 2,4 \mu\text{F}$$

Per le capacità C_E e C_E' , ponendo $X_{CE} = R_E/10$, alla frequenza f_1 , si ha:

$$C_E = \frac{10}{2\pi f_1 R_E} = \frac{10}{6,28 \cdot 40 \cdot 482} \cong 83 \mu\text{F}$$

$$C_E' = \frac{10}{2\pi f_1 R_E'} = \frac{10}{6,28 \cdot 40 \cdot 120} \cong 332 \mu\text{F}$$

3) Sempre dal circuito equivalente di fig. 14, se si considerano le capacità di accoppiamento di reattanza trascurabile, l'ampiezza della corrente I_M erogata dal generatore e vale:

$$I_M = \frac{E_M}{r_g + \frac{R_{B1}h_{ie1}}{R_{B1} + h_{ie1}}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^3 + \frac{3,87 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{3,87 + 1,5}} = 2,4 \mu\text{A}$$

e la corrente I_{B1M} , sempre trascurando l'effetto di h_{re} :

$$I_{B1M} = \frac{I_M \cdot R_{B1}}{R_{B1} + h_{ie1}} = \frac{2,4 \cdot 10^{-6} \cdot 3,87 \cdot 10^3}{(3,87 + 1,5) \cdot 10^3} = 1,73 \mu\text{A}$$

L'ampiezza della tensione alternativa di collettore V_{C1M} del primo stadio risulta:

$$V_{C1M} = h_{fe1} I_{B1M} R_{p1}$$

essendo:

$$\begin{aligned} R_{p1} &= \frac{1}{h_{oe1} + \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{h_{ie2}}} = \\ &= \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{2 \cdot 10^3} + \frac{1}{1,6 \cdot 10^3} + \frac{1}{10^3}} = 460 \, \Omega \end{aligned}$$

Sostituendo i valori numerici:

$$V_{C1M} = 148,5 \cdot 1,73 \cdot 10^{-6} \cdot 460 = 118,5 \, \text{mV}$$

Segue per il secondo stadio, sempre trascurando l'effetto di h_{re2} :

$$I_{B2M} = \frac{V_{C1M}}{h_{ie2}} = \frac{118,5 \cdot 10^{-3}}{10^3} = 118,5 \, \mu\text{A}$$

$$V_{C2M} = V_{R_{L,M}} = h_{fe2} I_{B2M} R_{p2}$$

essendo:

$$R_{p2} = \frac{1}{h_{oe2} + \frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{480} + \frac{1}{1,2 \cdot 10^3}} = 332 \, \Omega$$

e quindi:

$$V_{C2M} = 117 \cdot 118,5 \cdot 10^{-6} \cdot 332 = 4,6 \, \text{V}$$

4) Essendo le frequenze di taglio inferiore f_l di ciascuno dei tre circuiti di accoppiamento uguali, la frequenza di taglio totale risulta dalla relazione:

$$f_u = \frac{f_l}{\sqrt[3]{\sqrt{2} - 1}} = \frac{40}{0,51} = 78,5 \, \text{Hz}$$

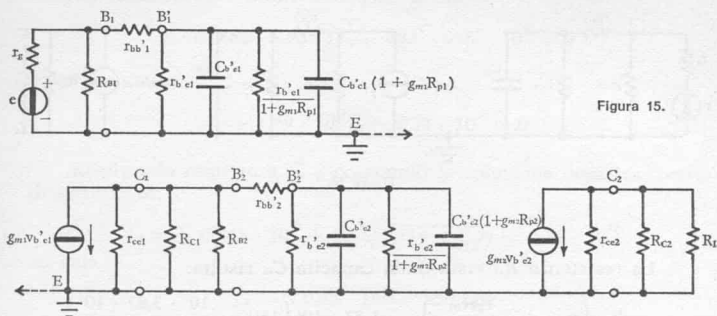


Figura 15.

Per lo studio dell'amplificatore alle alte frequenze, occorre riferirsi al circuito equivalente a π , riportato in fig. 15 in cui si è già tenuto conto dell'effetto delle $r_{b'e1}$, $r_{b'e2}$, $C_{b'e1}$ e $C_{b'e2}$ sui rispettivi circuiti d'ingresso. Tale circuito è riducibile a quello di fig. 16, in cui:

$$C_{t1} = C_{b'e1} + C_{b'e1}(1 + g_{m1}R_{p1}) =$$

$$= 120 \cdot 10^{-12} + 4 \cdot 10^{-12}(1 + 110 \cdot 10^{-3} \cdot 460) = 326 \text{ pF}$$

$$R'_{p1} = r_{b'e1} // \frac{r_{b'e1}}{1 + g_{m1}R_{p1}} = \frac{1,35 \cdot 10^{-3} \cdot 4,5 \cdot 10^6 / 50,6}{1,35 \cdot 10^3 + 4,5 \cdot 10^5 / 50,6} = 1,33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p1}^* = \frac{1}{\frac{1}{r_{ce1}} + \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{C2}}} = \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{2 \cdot 10^3} + \frac{1}{1,6 \cdot 10^3}} = 815 \Omega$$

$$C_{t2} = C_{b'e2} + C_{b'e2}(1 + g_{m2}R_{p2}) =$$

$$= 150 \cdot 10^{-12} + 5 \cdot 10^{-12}(1 + 130 \cdot 10^{-3} \cdot 332) = 370 \text{ pF}$$

$$R'_{p2} = r_{b'e2} // \frac{r_{b'e2}}{1 + g_{m2}R_{p2}} = \frac{900 \cdot 2 \cdot 10^6 / 44}{900 + 2 \cdot 10^6 / 44} = 885 \Omega$$

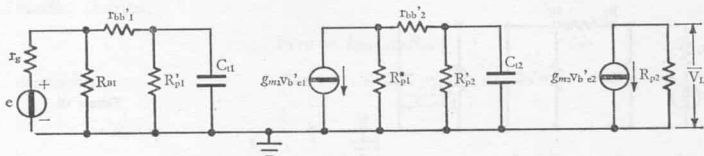


Figura 16.

La resistenza R_{t1} vista dalla capacità C_{t1} risulta:

$$R_{t1} = \frac{R'_{p1} \left(r_{bb'1} + \frac{r_g R_{B1}}{r_g + R_{B1}} \right)}{R'_{p1} + r_{bb'1} + \frac{r_g R_{B1}}{r_g + R_{B1}}} = \frac{1,33 \cdot 10^3 \left(150 + \frac{10^3 \cdot 3,87 \cdot 10^3}{10^3 + 3,87 \cdot 10^3} \right)}{1,33 \cdot 10^3 + 150 + \frac{10^3 \cdot 3,87 \cdot 10^3}{10^3 + 3,87 \cdot 10^3}} = 553 \Omega$$

per cui la frequenza di taglio corrispondente f_2' vale:

$$f_2' = \frac{1}{2\pi C_{t1} R_{t1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 326 \cdot 10^{-12} \cdot 553} = 882 \text{ kHz}$$

Analogamente per il secondo stadio, la resistenza R_{t2} vista dalla capacità C_{t2} è:

$$R_{t2} = \frac{R'_{p2} (r_{bb'2} + R_{p1}^*)}{R'_{p2} + r_{bb'2} + R_{p1}^*} = \frac{885 (100 + 815)}{885 + 100 + 815} \cong 450 \Omega$$

quindi:

$$f_2'' = \frac{1}{2\pi C_{t2} R_{t2}} = \frac{1}{6,28 \cdot 370 \cdot 10^{-12} \cdot 450} = 955 \text{ kHz}$$

La frequenza di taglio superiore complessiva f_{2t} può essere determinata, come nell'esercizio 3, dall'equazione:

$$f_{2t}^4 + (f_2'^2 + f_2''^2) f_{2t}^2 - f_2'^2 f_2''^2 = 0$$

da cui, sostituendo i valori numerici, si ha:

$$f_{2t}^4 + (882^2 + 955^2) f_{2t}^2 - 882^2 \cdot 955^2 \cdot 10^{12} = 0$$

ovvero:

$$f_{2t}^4 + 1,69 \cdot 10^{12} f_{2t}^2 - 0,71 \cdot 10^{24} = 0$$

Risolviendo rispetto a f_{2t}^2 e scartando la soluzione negativa, priva di significato:

$$f_{2t}^2 = -0,845 \cdot 10^{12} + 10^{12} \sqrt{0,714 + 0,71} = 0,35 \cdot 10^{12}$$

da cui:

$$f_{2t} = \sqrt{0,35 \cdot 10^{12}} = 590 \text{ kHz}$$

ESERCIZIO N. 8.

Un amplificatore ad uno stadio viene realizzato con il transistor FET a canale N BFW 10, le cui caratteristiche sono riportate in appendice. La tensione di alimentazione viene fissata al valore $E_D = 20 \text{ V}$ e il punto di funzionamento a riposo viene scelto in corrispondenza a $V_{GS0} = -2 \text{ V}$ e $I_{DS0} = 4,5 \text{ mA}$.

Sapendo che nell'intorno di tale punto i parametri differenziali del FET valgono: $g_m = 3,5 \text{ mA/V}$ e $r_d = 20 \text{ k}\Omega$ e che il circuito utilizzatore del segnale di uscita è costituito da una resistenza di valore $R_L = 2,5 \text{ k}\Omega$, dopo aver disegnato lo schema dell'amplificatore, calcolare:

- 1) I valori delle resistenze e condensatori presenti nello schema, desiderando una frequenza di taglio inferiore $f_1 = 50 \text{ Hz}$.
- 2) L'amplificazione A_o dello stadio alle medie frequenze.
- 3) La frequenza di taglio superiore f_2 , supponendo che la capacità di uscita del FET sia $C_{ds} = 1 \text{ pF}$ e quella dei collegamenti $C_c = 4 \text{ pF}$.

Soluzione:

Lo schema del circuito si presenta come in fig. 17.

1) Dalle caratteristiche del FET risulta, in corrispondenza di $I_{DO} = 4,5 \text{ mA}$ e $V_{GSO} = -2 \text{ V}$: $V_{DSO} = 6 \text{ V}$ e quindi si deduce:

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{20 - 6 - 2}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 2,67 \text{ k}\Omega$$

essendo: $V_{SO} = -V_{GSO}$. Inoltre:

$$R_k = \frac{V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{2}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 445 \Omega$$

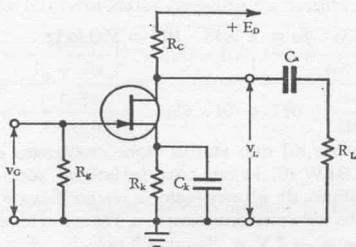


Figura 17.

e, assumendo la reattanza di C_k in corrispondenza alla frequenza di taglio inferiore f_1 pari a $(1/10) R_k$, si ha:

$$C_k = \frac{1}{2\pi f_1 \cdot R_k/10} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 44,5} \cong 72 \mu\text{F}$$

La resistenza R_g che serve a collegare ohmicamente a massa il gate del FET, può essere assunta del valore di $500 \text{ k}\Omega$. Per calcolare il valore di C_a , occorre tener presente il circuito equivalente dell'amplificatore, che appare come in fig. 18.

Da esso si deduce che la frequenza di taglio inferiore f_1 si ha per quel valore in corrispondenza del quale la reattanza di C_a ugualia la resistenza vista ai suoi morsetti, quindi:

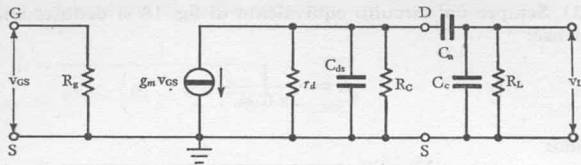


Figura 18.

$$C_a = \frac{1}{2\pi f_1 \left(R_L + \frac{R_C r_d}{R_C + r_d} \right)} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot \left(2,5 + \frac{2,67 \cdot 20}{2,67 + 20} \right) \cdot 10^3} \cong 0,66 \mu\text{F}$$

2) Dal circuito equivalente di fig. 18, si deduce che l'amplificazione alle medie frequenze vale:

$$A_o = g_m R_p$$

essendo:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}$$

quindi:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{2,67 \cdot 10^3} + \frac{1}{2,5 \cdot 10^3}} =$$

$$= \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} + 374 \cdot 10^{-6} + 400 \cdot 10^{-6}} = 1,21 \cdot 10^3 = 1,21 \cdot \text{k}\Omega$$

e di conseguenza:

$$A_o = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,21 \cdot 10^3 = 4,25$$

3) Sempre dal circuito equivalente di fig. 18 si deduce, alle alte frequenze:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_i R_p}$$

essendo:

$$C_i = C_{ds} + C_c = (1 + 4) \cdot 10^{-12} = 5 \text{ pF}$$

segue:

$$f_2 = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 1,21 \cdot 10^3} = 26,3 \text{ MHz}$$

ESERCIZIO N. 9.

Del circuito di fig. 17 si conoscono:

$$r_d = 40 \text{ k}\Omega$$

$$C_{ds} = 5 \text{ pF}$$

$$R_L = 25 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = 4 \text{ mA/V}$$

$$C_a = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

Si determinino:

- 1) L'amplificazione alle medie frequenze.
- 2) Le frequenze di taglio inferiore e superiore.
- 3) L'amplificazione espressa in dB alle seguenti frequenze: 30 Hz; 100 Hz; 500 Hz; 320 kHz; 450 kHz; 750 kHz.

Soluzione:

- 1) È: $A_o = g_m R_p$ dove:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}} = \frac{1}{(25 + 40 + 200) 10^{-6}} = 3,77 \text{ k}\Omega$$

da cui:

$$A_o = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 3,77 \cdot 10^3 \cong 15$$

2) Le frequenze di taglio valgono:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_a \left(R_L + \frac{r_d R_C}{r_d + R_C} \right)} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} (25 + 4,44) 10^3} \cong 54 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi (C_i + C_{ds}) R_p} = \frac{1}{6,28 \cdot 70 \cdot 10^{-12} \cdot 3,77 \cdot 10^3} = 603,4 \text{ kHz}$$

3) Essendo l'amplificazione alle basse frequenze:

$$A_{bf} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f} \right)^2}}$$

si ha:

Per $f = 30 \text{ Hz}$:

$$A = \frac{15}{\sqrt{1 + \left(\frac{54}{30} \right)^2}} \cong 7,28$$

in dB: $20 \lg A = 20 \lg 7,28 = 20 \cdot 0,86 = 17,2 \text{ dB}$

Per $f = 100 \text{ Hz}$:

$$A = \frac{15}{\sqrt{1 + \left(\frac{54}{100} \right)^2}} \cong 13,2$$

in dB: $20 \lg A = 20 \lg 13,2 \cong 22,4 \text{ dB}$

Per $f = 500 \text{ Hz}$:

$$A = \frac{15}{\sqrt{1 + \left(\frac{54}{500} \right)^2}} = 14,9$$

in dB: $20 \lg A = 20 \lg 14,9 \cong 23,47 \text{ dB}$

Alle alte frequenze è:

$$A_{af} = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}}$$

e quindi:

Per $f = 320$ kHz:

$$A = \frac{15}{\sqrt{1 + \left(\frac{320}{603,4}\right)^2}} = 13,25$$

in dB: $20 \lg A = 20 \lg 13,25 \approx 22,4$ dB

Per $f = 450$ kHz:

$$A = \frac{15}{\sqrt{1 + \left(\frac{450}{603,4}\right)^2}} = 12,02$$

in dB: $20 \lg A = 20 \lg 12,02 = 21,6$ dB

Per $f = 750$ kHz

$$A = \frac{15}{\sqrt{1 + \left(\frac{750}{603,4}\right)^2}} = 9,4$$

in dB $20 \lg A = 20 \lg 9,4 = 19,46$ dB

ESERCIZIO N. 10.

Dati:

$$R_g = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_c = 5 \text{ k}\Omega$$

$$L_c = 0,2 \text{ H}$$

$$g_m = 2 \text{ mA/V}$$

$$r_d = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_{gs} = 5 \text{ pF}$$

$$C_{dg} = 2 \text{ pF}$$

$$C_{ds} = 4 \text{ pF}$$

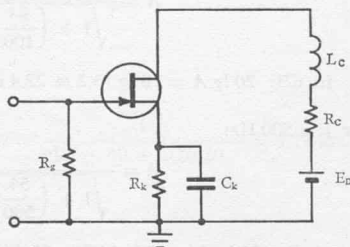


Figura 19.

Nel circuito di fig. 19 trovare l'impedenza d'ingresso quando la frequenza del segnale d'ingresso è di 10 kHz.

Trovare poi il valore massimo che può assumere la resistenza R_g , sempre alla stessa frequenza, oltre il quale la resistenza d'ingresso diventerebbe negativa.

Soluzione:

Essendo la frequenza del segnale d'ingresso di 10 kHz l'impedenza relativa alla capacità C_{ds} risulta molto elevata e tale da non modificare apprezzabilmente l'impedenza di carico, che risulta essere:

$$Z_c = R_c + j\omega L_c = 5 \cdot 10^3 + j 6,28 \cdot 10^4 \cdot 0,2 = (5 + j 12,56) 10^3 \Omega$$

L'amplificazione risulta allora:

$$\begin{aligned} A &= - \frac{\mu Z_c}{r_d + Z_c} = - \frac{20 (5 + j 12,56) \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3 + j 12,56 \cdot 10^3} = \\ &= - \frac{20 (5 + j 12,56)}{15 + j 12,56} \end{aligned}$$

essendo:

$$\mu = g_m r_d = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 20$$

Segue che il modulo dell'amplificazione vale:

$$A = 20 \frac{\sqrt{5^2 + 12,56^2}}{\sqrt{15^2 + 12,56^2}} \approx 13,8$$

e l'argomento θ , depurato dell'angolo π (dato dal segno -):

$$\theta = \operatorname{artg} \frac{12,56}{5} - \operatorname{artg} \frac{12,56}{15} = 28^\circ 20'$$

Poiché l'effetto della capacità C_{dg} è quello di introdurre sull'ingresso un'ammettenza:

$$Y = -\omega C_{dg} A \sin \theta + j\omega C_{dg} (1 + A \cos \theta)$$

sostituendo i valori numerici si ha:

$$\begin{aligned} Y &= - 6,28 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 13,8 \sin 28^\circ 20' + \\ &+ j 6,28 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-12} (1 + 13,8 \cos 28^\circ 20') = \\ &= - 8,23 \cdot 10^{-7} + j 16,6 \cdot 10^{-7} \end{aligned}$$

Dato che il circuito d'ingresso ha una ammettenza:

$$\begin{aligned} Y' &= \frac{1}{R_g} + j\omega C_{gs} = 10^{-6} + j 6,28 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = \\ &= 10^{-6} + j 3,14 \cdot 10^{-7} \end{aligned}$$

risulta che l'ammettenza d'ingresso vale:

$$\begin{aligned} Y_i &= Y + Y' = -8,23 \cdot 10^{-7} + j 16,6 \cdot 10^{-7} + 10^{-6} + j 3,14 \cdot 10^{-7} = \\ &= 1,77 \cdot 10^{-7} + j 19,74 \cdot 10^{-7} = G_i + j B_i \end{aligned} \quad (1)$$

Ciò corrisponde ad un circuito formato da una resistenza:

$$R_i = \frac{1}{G_i} = \frac{1}{1,77 \cdot 10^{-7}} = 5,65 \text{ M}\Omega$$

con in parallelo una capacità:

$$C_i = \frac{B_i}{\omega} = \frac{19,74 \cdot 10^{-7}}{6,28 \cdot 10^4} = 31,4 \text{ pF}$$

Dall'esame della (1) risulta che il valore massimo di R_g , oltre il quale la resistenza d'ingresso risulterebbe negativa deve essere tale che:

$$G_i = \frac{1}{R_{g\max}} - 8,23 \cdot 10^{-7} = 0$$

da cui:

$$R_{g\max} = \frac{1}{8,23 \cdot 10^{-7}} \cong 1,21 \text{ M}\Omega$$

ESERCIZIO N. 11.

Si vuole progettare un amplificatore a due stadi uguali, usando due JFET uguali, aventi $r_d = 20 \text{ k}\Omega$ e $g_m = 4,5 \text{ mA/V}$. L'amplificatore deve avere un guadagno complessivo di 225 e ciascun JFET deve lavorare con una corrente di riposo I_{DO} di 4 mA. La tensione di alimentazione viene fissata al valore di 28 V e le resistenze di *gate* (compresa quella all'uscita dell'ultimo stadio) sono assunte del valore di 1 M Ω .

Si vuole inoltre ottenere una frequenza di taglio inferiore di 20 Hz per ciascun stadio. Sapendo che la resistenza di polarizzazione R_k è di $500\ \Omega$ e che le capacità interelettrodeiche dei JFET (comprese quelle dei collegamenti) valgono:

$$C_{dg} = 1,5\ \text{pF} \quad , \quad C_{gs} = 5\ \text{pF} \quad , \quad C_{ds} = 4\ \text{pF} \quad ,$$

disegnare lo schema dell'amplificatore, il suo circuito equivalente e calcolare:

- 1) I valori delle resistenze di carico e dei condensatori presenti nello schema.
- 2) La banda passante di ciascuno stadio e quella dell'intero amplificatore.
- 3) La potenza dissipata a riposo da ciascun FET e quella erogata dall'alimentatore.
- 4) Il massimo valore di tensione applicabile all'ingresso dell'amplificatore, oltre il quale il funzionamento cesserebbe di essere lineare, nonché la tensione di uscita corrispondente, supponendo che ciascun FET abbia una tensione di pinch-off $V_p = -2,5\ \text{V}$.
- 5) La potenza dissipata dalle resistenze di carico in condizioni di massimo segnale alternativo applicato.

Soluzione:

Il circuito elettrico è come in fig. 20, mentre il circuito differenziale completo è riportato in fig. 21. Si noti come all'uscita dal secon-

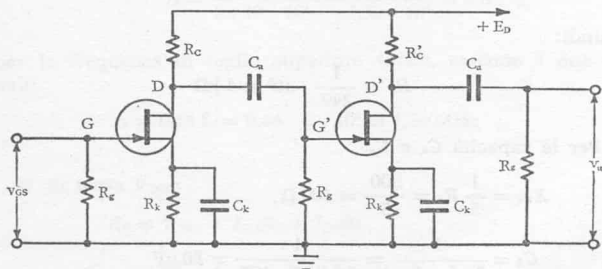


Figura 20.

do stadio è presente ancora una capacità C_i , dovendo essere i due stadi uguali.

1) L'amplificazione di ciascuno stadio, essendo uguali, vale:

$$A_o = \sqrt{A_{ot}} = \sqrt{225} = 15$$

Si può ora determinare la resistenza di carico, ricordando che:

$$A_o = \frac{g_m}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}}$$

da cui:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_c} &= \frac{g_m}{A_o} - \left(\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_g} \right) = \frac{4,5 \cdot 10^{-3}}{15} - \left(\frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{10^6} \right) = \\ &= 249 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

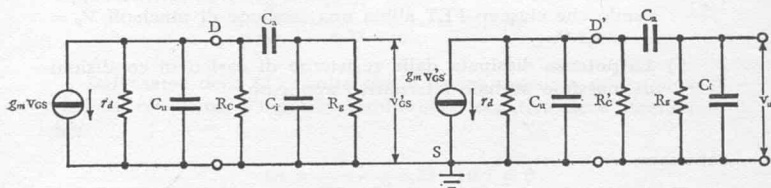


Figura 21.

e quindi:

$$R_c = \frac{1}{249} \cdot 10^6 \cong 4 \text{ k}\Omega$$

Per le capacità C_k e C_u :

$$X_{Ck} = \frac{1}{5} R_k = \frac{500}{5} = 100 \Omega$$

$$C_k = \frac{1}{2\pi f_1 \cdot X_{Ck}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 100} = 80 \mu\text{F}$$

$$C_a = \frac{1}{2\pi f_1 \left(R_g + \frac{r_d R_c}{r_d + R_c} \right)} \cong \frac{1}{125,6 \cdot 10^6} \cong 8000 \text{ pF}$$

2) La frequenza di taglio inferiore totale è:

$$f_{lt} = \frac{f_1}{0,64} = \frac{20}{0,64} \cong 31 \text{ Hz}$$

La frequenza di taglio superiore per ciascuno stadio:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_t R_p}$$

dove:

$$\begin{aligned} C_t &= C_{ds} + C_i = C_{ds} + [C_{gs} + C_{dg}(1 + A_o)] = \\ &= (4 + 5 + 24) 10^{-12} = 33 \text{ pF} \end{aligned}$$

e:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \cong 3,32 \text{ k}\Omega$$

Segue per f_2 :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi 30 \cdot 10^{-12} \cdot 3,32 \cdot 10^3} \cong 2 \text{ MHz}$$

e per la frequenza di taglio superiore totale, essendo i due stadi uguali:

$$f_2 = 0,64 f_2 = 0,64 \cdot 2 \cdot 10^6 \cong 1,28 \text{ MHz}$$

3) Si trova V_{Dso} :

$$E_D = V_{Dso} + I_{Do}R_c + I_{Do}R_k$$

$$V_{Dso} = 28 - 4 \cdot 4 - 4 \cdot 0,5 = 10 \text{ V}$$

quindi:

$$P_{do} = V_{DSO} \cdot I_{DO} = 10 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ mW}$$

La potenza erogata dall'alimentatore vale:

$$P_a = 2 E_D \cdot I_{DO} = 2 \cdot 28 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 0,224 \text{ W}$$

4) Poiché i FET hanno una tensione di polarizzazione $V_{GSO} = -R_k I_{DO} = -2 \text{ V}$, ed essendo la tensione di pinch-off $V_p = -2,5 \text{ V}$, il massimo valore di tensione all'ingresso del secondo stadio sarà $0,5 \text{ V}$: quindi all'ingresso del primo stadio si ha:

$$V_{GS1M} = \frac{V_{GS2M}}{A_o} = \frac{0,5}{15} \cong 33,3 \text{ mV}$$

Il segnale di uscita ha un valore massimo:

$$V_{uM} = A_o V_{GS2M} = 15 \cdot 0,5 = 7,5 \text{ V}$$

5) A riposo la potenza dissipata su ciascuna resistenza di carico vale:

$$P_{Rco} = R_c I_{DO}^2 = 4 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^{-6} = 64 \text{ mW}$$

In condizioni di lavoro la potenza alternativa assorbita dalla R_c è del tutto trascurabile, mentre quella sulla R_c' è:

$$P_{Rc'} = \frac{V_{uM}^2}{2 R_c'} = \frac{56,25}{2 \cdot 4 \cdot 10^3} = 7,03 \text{ mW}$$

In definitiva:

$$P_{Rc} = P_{Rco} = 64 \text{ mW}$$

$$P_{Rc't} = P_{Rco} + P_{Rc'} \cong 71,03 \text{ mW}$$

ESERCIZIO N. 12.

Un amplificatore a due stadi uguali viene realizzato con transistori FET a canale N tipo BFW 10, aventi caratteristiche riportate in appendice. Il punto di funzionamento a riposo viene fissato ad un

valore $V_{GS0} = -2\text{ V}$ e $V_{DS0} = 10\text{ V}$ e la tensione di alimentazione al valore $E_D = 18\text{ V}$.

Il secondo stadio è accoppiato ad un amplificatore a transistori avente resistenza d'ingresso $R_i = 1,6\text{ k}\Omega$, capacità d'ingresso $C_i = 50\text{ pF}$ e una corrente di pilotaggio di ampiezza massima $I_{B\max} = 200\text{ }\mu\text{A}$.

Fissando le resistenze di fuga $R_g = 500\text{ k}\Omega$ e sapendo che i parametri del FET nell'intorno del punto di funzionamento valgono: $g_m = 3,5\text{ mA/V}$; $r_d = 20\text{ k}\Omega$ dopo aver disegnato lo schema del circuito determinare:

- 1) I valori delle resistenze e capacità presenti nello schema sapendo che la frequenza di taglio inferiore deve essere $f_1 = 25\text{ Hz}$.
- 2) L'amplificazione totale di tensione alle medie frequenze.
- 3) La frequenza di taglio superiore di ciascuno stadio sapendo che le capacità parassite del FET valgono $C_{gs} = 5\text{ pF}$; $C_{ds} = 1\text{ pF}$; $C_{dg} = 0,75\text{ pF}$ e che le capacità dei collegamenti di ciascuno stadio valgono $C_c = 10\text{ pF}$.
- 4) Il valore dell'ampiezza massima V_{IM} da applicare all'ingresso per avere la massima corrente di pilotaggio $I_{B\max}$ dell'amplificatore a transistori.

Soluzione:

Lo schema del circuito si presenta come in fig. 22.

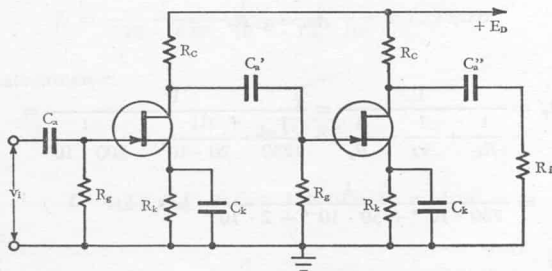


Figura 22.

1) Dalle caratteristiche, in corrispondenza di $V_{GSO} = -2 \text{ V}$ e $V_{DSO} = 10 \text{ V}$, si legge: $I_{DO} = 4,7 \text{ mA}$. Segue:

$$R_k = \frac{-V_{GSO}}{I_{DO}} = \frac{2}{4,7 \cdot 10^{-3}} = 425 \Omega$$

$$R_C = \frac{E_D - V_{DSO} - V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{18 - 10 - 2}{4,7 \cdot 10^{-3}} = 1280 \Omega$$

$$C_k = \frac{1}{2\pi f_1 R_k / 10} = \frac{1}{6,28 \cdot 25 \cdot 42,5} = 150 \mu\text{F}$$

$$C_a' = \frac{1}{2\pi f_1 \left(R_g + \frac{R_C r_d}{R_C + r_d} \right)} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 25 \left(500 \cdot 10^3 + \frac{1,280 \cdot 20 \cdot 10^3}{1,28 + 20} \right)} \cong 12.700 \text{ pF}$$

$$C_a'' = \frac{1}{2\pi f_1 \left(R_i + \frac{R_C r_d}{R_C + r_d} \right)} = \frac{1}{6,28 \cdot 25 (1,6 \cdot 10^3 + 1,2 \cdot 10^3)} \cong$$

$$\cong 2,3 \mu\text{F}$$

2) L'amplificazione del primo stadio alle medie frequenze si calcola dalla relazione:

$$A_{O1} = g_m R_p'$$

dove:

$$R_p' = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_g}} = \frac{1}{\frac{1}{1280} + \frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{500 \cdot 10^3}} =$$

$$= \frac{1}{780 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 10^{-6}} \cong 1,2 \text{ k}\Omega$$

quindi:

$$A_{O1} = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 4,2$$

Analogamente:

$$A_{O2} = g_m R_p''$$

dove:

$$R_p'' = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_g} + \frac{1}{R_i}} = \frac{1}{\frac{1}{1280} + \frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{1,6 \cdot 10^3}} =$$

$$= \frac{1}{780 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6} + 625 \cdot 10^{-6}} \cong 688 \Omega$$

$$A_{O2} = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 688 = 2,4$$

Infine l'amplificazione totale:

$$A_{Ot} = A_{O1} \cdot A_{O2} = 4,2 \cdot 2,4 \cong 10$$

3) La frequenza di taglio superiore del primo stadio è:

$$f_2' = \frac{1}{2\pi C_i' R_p'}$$

dove:

$$C_i' = C_{ds} + C_{gs} + C_{gd}(1 + A_{O2}) + C_e = 1 + 5 + 0,75 \cdot (1 + 2,4) + 10 =$$

$$= 18,55 \text{ pF}$$

Segue:

$$f_2' = \frac{1}{6,28 \cdot 18,55 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 7,15 \text{ MHz}$$

Analogamente:

$$f_2'' = \frac{1}{2\pi C_i'' R_p''}$$

essendo:

$$C_i'' = C_{ds} + C_e + C_i = 1 + 10 + 50 = 61 \text{ pF}$$

quindi:

$$f_2'' = \frac{1}{6,28 \cdot 61 \cdot 10^{-12} \cdot 688} = 3,8 \text{ MHz}$$

4) La tensione di pilotaggio dell'amplificatore a transistori che segue vale:

$$V_M = I_{B_{\max}} \cdot R_i = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 0,3 \text{ V}$$

Di conseguenza l'ampiezza della tensione d'ingresso all'amplificatore vale:

$$V_{iM} = \frac{V_M}{A_{oi}} = \frac{0,3}{10} = 30 \text{ mV}$$

ESERCIZIO N. 13.

Un amplificatore a due stadi viene realizzato secondo lo schema di fig. 23, con un transistor MOS, canale N a doppio *gate* isolato tipo BFS 28, le cui caratteristiche sono riportate in appendice, seguito

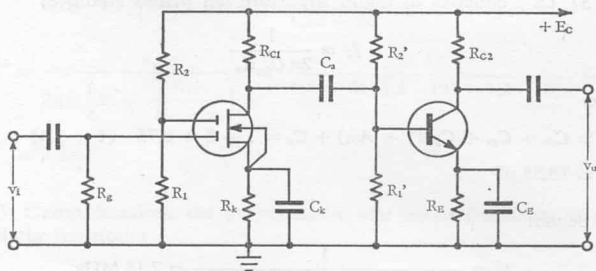


Figura 23.

da un transistor planare NPN, funzionante a riposo con: $I_{BO} = 60 \mu\text{A}$; $V_{CEO} = 7 \text{ V}$; $I_{CO} = 18 \text{ mA}$; $V_{BEO} = 0,75 \text{ V}$ e avente, nell'intorno di tale punto: $h_{ie} = 2 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 270$; $h_{oe} = 100 \mu\text{A/V}$ e h_{re} trascurabile.

Per il transistor MOS viene scelto come punto di riposo quello caratterizzato da $V_{DS0} = 7,5 \text{ V}$; $I_{DO} = 10,5 \text{ mA}$; $V_{GS10} = -1 \text{ V}$; $V_{GS20} = 4 \text{ V}$ e in corrispondenza di tale punto i parametri differenziali valgono: $g_m = 13 \text{ mA/V}$; $r_d = 50 \text{ k}\Omega$.

Fissando $E_C = 15 \text{ V}$, i valori delle resistenze $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_g = 1 \text{ M}\Omega$, la tensione ai capi della resistenza R_E pari a 1 V e sapendo che l'alimentatore eroga una corrente di 30 mA , determinare:

- 1) I valori delle resistenze e della capacità C_a presenti nel circuito, assumendo una frequenza di taglio inferiore $f_1 = 40 \text{ Hz}$.
- 2) L'amplificazione totale alle medie frequenze.
- 3) L'ampiezza della tensione di uscita, quando all'ingresso è applicata una tensione di ampiezza 10 mV e frequenza a centro banda.

Soluzione:

Essendo: $V_{GS20} = 4 \text{ V}$ e $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, dalla relazione:

$$E_C \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{GS20}$$

si ottiene:

$$15 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + R_2} = 4$$

da cui:

$$R_2 = 275 \text{ k}\Omega$$

La resistenza R_{C1} si determina dalla relazione:

$$R_{C1} = \frac{E_C - V_{DS0} - V_{SO}}{I_{D0}} = \frac{15 - 7,5 - 1}{10,5 \cdot 10^{-3}} = 620 \Omega$$

e inoltre:

$$R_k = \frac{V_{SO}}{I_{D0}} = \frac{1}{10,5 \cdot 10^{-3}} = 95 \Omega$$

$$C_k = \frac{1}{2\pi f_1 R_k / 10} = \frac{1}{6,28 \cdot 40 \cdot 9,5} = 420 \mu\text{F}$$

Per quanto riguarda il secondo stadio si ha:

$$R_{C2} = \frac{E_C - V_{CO} - V_{EO}}{I_{CO}} = \frac{15 - 7 - 1}{18 \cdot 10^{-3}} = 390 \Omega$$

$$R_E = \frac{V_{EO}}{I_{CO}} = \frac{1}{18 \cdot 10^{-3}} = 55 \Omega$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_1 R_E / 10} = \frac{1}{6,28 \cdot 40 \cdot 5,5} = 725 \mu\text{F}$$

Il calcolo del partitore $R_1' - R_2'$ può essere eseguito notando che il potenziale di base V_{BO} vale:

$$V_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = 0,75 + 1 = 1,75 \text{ V}$$

e che la tensione ai capi di R_2' vale:

$$V'_{R2} = E_C - V_{BO} = 15 - 1,75 = 13,25 \text{ V}$$

La corrente che circola in R_2' si può dedurre da quella complessiva I_O erogata da E_C . È:

$$I'_{R2} = I_O - I_{R2} - I_{DO} - I_{CO}$$

dove:

$$I_{R2} = \frac{E_C}{R_1 + R_2} = \frac{15}{(100 + 275) \cdot 10^3} = 0,04 \text{ mA}$$

Segue:

$$I'_{R2} = 30 \cdot 10^{-3} - 0,04 \cdot 10^{-3} - 10,5 \cdot 10^{-3} - 18 \cdot 10^{-3} = 1,46 \text{ mA}$$

quindi:

$$R_2' = \frac{V'_{R2}}{I'_{R2}} = \frac{13,25}{1,46 \cdot 10^{-3}} \cong 9,1 \text{ k}\Omega$$

Inoltre:

$$I'_{R1} = I'_{R2} - I_{BO} = 1,46 \cdot 10^{-3} - 60 \cdot 10^{-6} = 1,4 \text{ mA}$$

$$R_1' = \frac{V_{BO}}{I'_{R1}} = \frac{1,75}{1,4 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

Per il calcolo del condensatore C_a , occorre in primo luogo calcolare la resistenza totale R_t vista ai morsetti dello stesso. È:

$$R_t = \frac{R_{C1} \cdot r_d}{R_{C1} + r_d} + \frac{R_B \cdot h_{ie}}{R_B + h_{ie}}$$

dove:

$$R_B = \frac{R_1' \cdot R_2'}{R_1' + R_2'} = \frac{1,25 \cdot 9,1 \cdot 10^3}{1,25 + 9,1} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

quindi:

$$R_t = \frac{620 \cdot 50 \cdot 10^3}{620 + 50 \cdot 10^3} + \frac{1,1 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{(1,1 + 2) \cdot 10^3} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

Ora è:

$$C_a = \frac{1}{2\pi f_1 R_t} = \frac{1}{6,28 \cdot 40 \cdot 1,3 \cdot 10^3} \cong 3 \mu\text{F}$$

2) L'amplificazione di tensione del primo stadio alle medie frequenze, può essere ricavata dalla relazione:

$$A_{O1} = g_m R_p$$

dove:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{ie}}}$$

come si può dedurre dal circuito differenziale equivalente di fig. 24.

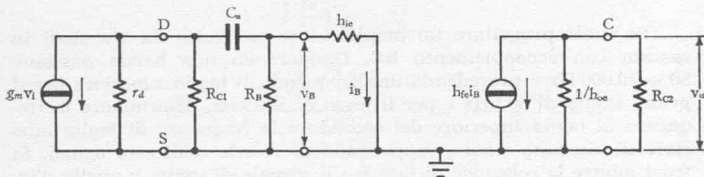


Figura 24.

Sostituendo i valori numerici:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{620} + \frac{1}{50 \cdot 10^3} + \frac{1}{1,1 \cdot 10^3} + \frac{1}{2 \cdot 10^3}} = 330 \Omega$$

$$A_{O1} = 13 \cdot 10^{-3} \cdot 330 \cong 4.3$$

L'amplificazione del secondo stadio, dal circuito equivalente di fig. 24 risulta:

$$A_{O2} = \frac{v_u}{v_B} = \frac{h_{fe} i_B R_p'}{h_{ie} i_B}$$

dove:

$$R_p' = \frac{\frac{1}{h_{oe}} \cdot R_{C2}}{\frac{1}{h_{oe}} + R_{C2}} = \frac{10^4 \cdot 390}{10^4 + 390} = 375 \, \Omega$$

quindi:

$$A_{O2} = \frac{270 \cdot 375}{2 \cdot 10^3} = 50,5$$

$$A_{OI} = A_{OI} \cdot A_{O2} = 4,3 \cdot 50,5 = 217$$

3) Essendo: $V_{iM} = 10 \text{ mV}$ è:

$$V_{uM} = V_{iM} \cdot A_{OI} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 217 = 2,17 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 14.

Si vuole progettare un amplificatore costituito da tre stadi in cascata con accoppiamento RC. Desiderando una banda passante $50 \div 20.000 \text{ Hz}$ e prevedendo una frequenza di taglio superiore per il primo stadio di 50 kHz e per il terzo di 300 kHz , determinare la frequenza di taglio superiore del secondo e la frequenza di taglio inferiore di ciascuno stadio, supponendo di volerle realizzare uguali. Si trovi inoltre la relazione di fase fra il segnale di uscita e quello d'ingresso per $f = 100 \text{ Hz}$ e $f = 20 \text{ kHz}$.

Soluzione:

La frequenza di taglio inferiore totale è legata a quelle dei singoli stadi (essendo uguali) alla relazione:

$$f_{lt} = \frac{f_1}{\sqrt[3]{\sqrt{2} - 1}}$$

da cui:

$$f_1 = 0,51 f_{1t} = 25,5 \text{ Hz}$$

Per la frequenza di taglio superiore osserviamo che il terzo stadio ha amplificazione massima a 20 kHz, poiché per esso il campo delle medie frequenze si estende fino a 30 kHz. Si può perciò scrivere la relazione:

$$\frac{A_{0t}}{\sqrt{2}} = \frac{A_{01}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2'}\right)^2}} \cdot \frac{A_{02}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2''}\right)^2}} \cdot A_{03}$$

essendo A_{01} , A_{02} , A_{03} il guadagno dei singoli stadi e A_{0t} quello complessivo alle medie frequenze. Data l'uguaglianza fra i numeratori, segue per i denominatori:

$$2 = \left[1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2'} \right)^2 \right] \left[1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2''} \right)^2 \right]$$

Risolviendo tale relazione rispetto all'incognita che è nel nostro caso f_2'' :

$$f_2'' = \frac{\left[1 + \left(\frac{f_{2t}}{f_2'} \right)^2 \right] f_{2t}^2}{1 - \left(\frac{f_{2t}}{f_2'} \right)^2}$$

$$f_2'' = \frac{\left[1 + \left(\frac{20}{50} \right)^2 \right] 20^2 \cdot 10^6}{1 - \left(\frac{20}{50} \right)^2} = \frac{1,16 \cdot 400 \cdot 10^6}{0,84}$$

$$f_2'' \cong 23,5 \text{ kHz}$$

Per la fase tra V_u e V_i (fig. 22), si ha:

a 100 Hz:

Primo stadio:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{f_1'}{f} = \frac{25,5}{100} = 0,255$$

$$\theta = 14^\circ 20'$$

Essendo le tre frequenze di taglio inferiori uguali saranno uguali i 3 angoli θ , perciò:

$$3(180^\circ + \theta) = 540^\circ + 43^\circ$$

cioè V_u risulta a $180^\circ + 43^\circ = 223^\circ$ rispetto a V_i (fig. 25).

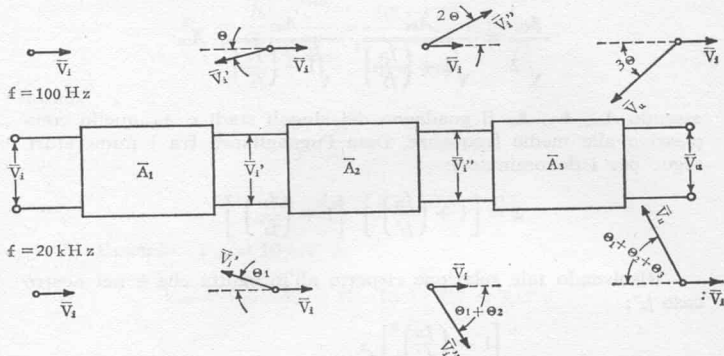


Figura 25.

a 20 kHz:

Primo stadio:

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{f}{f_2'} = \frac{20}{50} = 0,4$$

$$\theta_1 = 21^\circ 48'$$

Secondo stadio:

$$\operatorname{tg} \theta_2 = \frac{f}{f_2''} = \frac{20}{23,5} = 0,85$$

$$\theta_2 = 40^\circ 12'$$

Terzo stadio:

$$\operatorname{tg} \theta_3 = \frac{f}{f_2'''} = \frac{20}{300} = 0,067$$

$$\theta_3 = 3^\circ 45'$$

Segue per l'angolo tra V_u e V_i :

$$3 \cdot 180^\circ - (21^\circ 48' + 40^\circ 12' + 3^\circ 45') = 540^\circ - 65^\circ 45'$$

Togliendo l'angolo giro:

$$|V_u V_i| = 180^\circ - 65^\circ 45' = 114^\circ 15'$$

Si notino le posizioni dei vettori di uscita a ciascuno stadio rispetto a V_i nella fig. 25.

ESERCIZI DA SVOLGERE**ESERCIZIO N. 1.**

Due stadi di un amplificatore con accoppiamento a RC hanno singolarmente le medesime frequenze di taglio 50 Hz e 20 kHz. Se il segnale di uscita risulta 26° in anticipo, rispetto a quello d'ingresso all'amplificatore, a quale frequenza ci troviamo?

(Risposta: $f \cong 217 \text{ Hz}$)

ESERCIZIO N. 2.

Si vuol far seguire uno stadio di un amplificatore da un altro stadio, in modo che la banda passante del complesso sia uguale a quella del primo stadio ($50 \div 20.000 \text{ Hz}$).

Calcolare il valore delle frequenze di taglio del secondo stadio.

(Risposta: 5 Hz ; 200 kHz)

ESERCIZIO N. 3.

Un amplificatore è costituito da due stadi in cascata con accoppiamento a R-C. La banda passante del primo stadio è $B_1 = 20 \text{ kHz}$, quella del secondo è $B_2 = 50 \text{ kHz}$ e la frequenza di taglio inferiore per ciascuno stadio è di 50 Hz.

Si determini lo sfasamento tra il segnale di uscita e quello d'ingresso per le seguenti frequenze: 78 Hz, 1 kHz, 18 kHz.

(Risposta: $\theta_1 = 65^\circ 30'$; $\theta_2 \cong 0^\circ$; $\theta_3 \cong -62^\circ$)

ESERCIZIO N. 4.

Supponendo di voler progettare un amplificatore a tre stadi uguali in cascata con un accoppiamento a R-C con una banda pas-

sante complessiva di 100 kHz e frequenza di taglio inferiore 50 Hz, si trovino le f_1 e f_2 di ciascuno stadio e gli angoli di sfasamento θ_1 e θ_2 alle f_{1t} e f_{2t} tra segnale di uscita e segnale d'ingresso.

Risposta: $f_1 = 25,5$ Hz; $f_2 = 196$ kHz; $\theta_1 = -99^\circ$; $\theta_2 = +99^\circ$)

ESERCIZIO N. 5.

Uno stadio di un amplificatore R-C viene realizzato come in fig. 5. Il transistor NPN al germanio impiegato funziona a riposo con una corrente di base $I_{BO} = 40 \mu\text{A}$ cui corrisponde un valore $V_{BE0} = 0,3$ V. Nel punto di funzionamento i parametri ibridi del circuito equivalente a π risultano: $r_{bb'} = 100 \Omega$; $r_{b'e} = 1,4 \text{ k}\Omega$; $r_{b'c} = 5 \text{ M}\Omega$; $r_{ce} = 10 \text{ k}\Omega$; $g_m = 100 \text{ mA/V}$.

Inoltre le capacità parassite valgono: $C_{b'e} = 450 \text{ pF}$; $C_{b'c} = 12 \text{ pF}$.

Sapendo che la tensione di alimentazione è di 12 V, che l'alimentatore eroga una potenza di 90 mW, che il circuito di polarizzazione è realizzato con resistenze $R_1 = 1,6 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 8 \text{ k}\Omega$, che lo stadio successivo ha resistenza d'ingresso $R_{i2} = 1 \text{ k}\Omega$, determinare:

- 1) Il valore della corrente di riposo I_{CO} e della resistenza di emettitore R_E .
- 2) Il valore della tensione V_{CE0} e della resistenza di carico R_C , sapendo che la potenza P_{CE} a riposo è di 31,4 mW.
- 3) Il valore del fattore di stabilizzazione termica S .
- 4) La frequenza di taglio inferiore f_{1t} del complesso, sapendo che è: $C_a' = 2 \mu\text{F}$ e $C_a'' = 2,5 \mu\text{F}$ e che il generatore d'ingresso ha f.e.m. $E_M = 50 \text{ mV}$ e resistenza $R_g = 1,5 \text{ k}\Omega$.
- 5) La frequenza di taglio superiore f_2 .
- 6) L'ampiezza della tensione di uscita V_{uM} e l'amplificazione in tensione $A_v = V_{uM}/E_M$.

(Risposta: $I_{CO} \cong 6,28 \text{ mA}$; $R_E \cong 260 \Omega$; $V_{CE0} = 5 \text{ V}$;

$R_C = 850 \Omega$; $S \cong 5,9$; $f_{1t} = 56 \text{ Hz}$; $f_2 = 280 \text{ kHz}$;

$V_{uM} \cong 0,66 \text{ V}$; $A_v \cong 13$)

ESERCIZIO N. 6.

Uno stadio di un amplificatore R-C, impiega un transistor PNP che funziona a riposo con: $I_{CO} = -5 \text{ mA}$; $I_{BO} = -35 \mu\text{A}$; $V_{BEO} = -0,3 \text{ V}$ e nell'intorno di tale punto i parametri differenziali h risultano: $h_{ie} = 1,2 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 125$; $h_{re} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{oe} = 40 \mu\text{A/V}$. E inoltre noto che la resistenza $r_{bb'}$ del circuito equivalente a π vale 100Ω e che la capacità parassita $C_{b'e}$ è di 500 pF . Lo stadio risulta avere una frequenza di taglio inferiore per ciascun circuito di accoppiamento di 40 Hz e una frequenza di taglio superiore $f_2 = 150 \text{ kHz}$; inoltre alle medie frequenze l'amplificazione di corrente $A_i = i_C/i_B$ risulta di 120. Sapendo che la resistenza d'ingresso allo stadio seguente R_{i2} è di $1,8 \text{ k}\Omega$ che il circuito di polarizzazione è realizzato con partitore composto da due resistenze $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ e che il generatore del segnale d'ingresso ha resistenza interna $R_g = 3 \text{ k}\Omega$, dopo aver disegnato lo schema elettrico e il suo circuito differenziale equivalente, determinare:

- 1) Il valore della resistenza di carico R_C .
- 2) I valori delle capacità di accoppiamento e della capacità parassita $C_{b'e}$.
- 3) Il valore della resistenza R_E da porre sull'emettitore affinché il fattore di stabilizzazione termica S risulti pari a 8.
- 4) La f.e.m. E_C della batteria di alimentazione.
- 5) L'amplificazione in tensione $A_v = V_{uM}/E_M$.
- 6) La potenza P_{CE} dissipata a riposo dal transistor e quella erogata dall'alimentatore.

(Risposta: $R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$; $C_a' = 1,06 \mu\text{F}$; $C_a'' = 0,98 \mu\text{F}$; $C_{b'e} = 11,5 \text{ pF}$; $R_E = 289 \Omega$; $E_C = -20 \text{ V}$; $A_v = 20,8$; $P_{CE} = 30,25 \text{ mW}$; $P_a = 116,5 \text{ mW}$)

ESERCIZIO N. 7.

Uno stadio di amplificatore R-C, realizzato secondo lo schema di fig. 5, fa uso di un transistor che a riposo funziona con: $I_{BO} = 100 \mu\text{A}$

e $V_{BE0} = 0,7$ V. Nell'intorno di tale punto i parametri differenziali del circuito equivalente a π risultano: $r_{bb'}$ = 50 Ω ; $r_{b'e}$ = 1,45 k Ω ; $r_{b'c}$ = 2,5 M Ω ; $r_{c'e}$ = 10 k Ω ; inoltre le capacità parassite risultano: $C_{b'e}$ = 800 pF e $C_{b'c}$ = 16,2 pF. I circuiti di accoppiamento sono realizzati in modo da avere la stessa frequenza di taglio inferiore e quella del complesso f_{lt} risulta di 78 Hz, mentre la frequenza di taglio superiore f_2 è di 120 kHz.

Il generatore del segnale d'ingresso risulta avere resistenza interna $r_g = 2,7$ k Ω ; il partitore del circuito di polarizzazione è realizzato con due resistenze $R_1 = 1,2$ k Ω e $R_2 = 15$ k Ω e la tensione ai capi della resistenza R_E è di 2 V. Sapendo infine che il transistor dissipa a riposo una potenza $P_{CE} = 90$ mW e che l'alimentatore eroga una potenza $P_a = 0,325$ W, determinare:

- 1) I valori della corrente I_{CO} e della tensione V_{CEO} a riposo.
- 2) Il valore della resistenza di carico R_C .
- 3) I valori delle capacità di accoppiamento C_a' e C_a'' sapendo che la resistenza d'ingresso allo stadio seguente è $R_{i2} = 1,6$ k Ω .
- 4) L'amplificazione in tensione $A_v = V_{uM}/E_M$ per segnali d'ingresso di frequenza: 100 Hz; 2 kHz e 70 kHz e i corrispondenti angoli di sfasamento fra segnale di uscita e segnale d'ingresso.

(Risposta: $I_{CO} = 6,2$ mA; $V_{CEO} = 14,5$ V; $R_C = 3,47$ k Ω ;

$C_a' = 0,96$ μ F; $C_a'' = 0,77$ μ F; per $f = 100$ Hz : $A_v = 15,5$,

$\varphi = 233^\circ$; per $f = 2$ kHz : $A_v = 19,3$, $\varphi = 180^\circ$; per

$f = 70$ kHz : $A_v = 16,6$, $\varphi = 149^\circ 50'$)

ESERCIZIO N. 8.

Un amplificatore a due stadi viene realizzato secondo lo schema di fig. 26. I punti di funzionamento a riposo e i parametri differenziali nell'intorno di tali punti risultano:

	Transistore 1	Transistore 2
I_{CO}	5,5 mA	42,5 mA
V_{CEO}	5 V	6 V

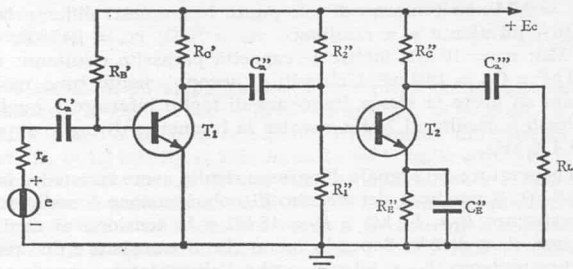


Figura 26.

	Transistore 1	Transistore 2
I_{BO}	100 μ A	0,4 mA
V_{BEO}	0,6 V	0,7 V
h_{ie}	1,6 k Ω	500 Ω
h_{fe}	50	100
h_{oe}	80 μ A/V	200 μ A/V

È noto inoltre che la f.e.m. della batteria di alimentazione è di 12 V, che la potenza da essa erogata è di 0,6 W, che la frequenza di taglio inferiore di ciascun circuito di accoppiamento è di 40 Hz, che $r_g = 5$ k Ω e $R_L = 300$ Ω e infine che la tensione ai capi della R_E'' è di 1 V. Determinare:

- 1) Tutti i valori delle resistenze e capacità presenti nello schema.
- 2) L'ampiezza V_{uM} della tensione di uscita quando la tensione d'ingresso ha ampiezza $E_M = 10$ mV.

(Si trascuri il parametro h_{re}).

(Risposta: $R_B' = 114$ k Ω ; $R_C' = 1,27$ k Ω ; $R_L'' = 1060$ Ω ;
 $R_2'' = 5,45$ k Ω ; $R_C'' = 118$ Ω ; $R_E'' \cong 23,2$ Ω ; $C_a' = 0,6$ μ F;
 $C_a'' \cong 2,75$ μ F; $C_a''' = 9,6$ μ F; $C_E'' = 1720$ μ F; $V_{uM} = 315$ mV)

ESERCIZIO N. 9.

Un amplificatore R-C a due stadi viene realizzato come in fig. 11. I transistori NPN al germanio hanno i parametri e i punti di funzionamento sotto indicati:

	Transistore 1	Transistore 2
I_{CO}	5 mA	35 mA
I_{BO}	30 μ A	0,4 mA
V_{BEO}	0,24 V	0,3 V
h_{ie}	1,2 k Ω	600 Ω
h_{fe}	150	80
h_{oe}	50 μ A/V	160 μ A/V

Si consideri inoltre trascurabile il parametro h_{re} .

Sono note: le resistenze dei circuiti di polarizzazione $R_1' = 2,2$ k Ω , $R_2' = 18$ k Ω , $R_1'' = 1,5$ Ω , $R_2'' = 10$ k Ω ; le resistenze di carico $R_C' = 1,6$ k Ω , $R_C'' = 220$ Ω ; le capacità di accoppiamento $C_a' = 1$ μ F, $C_a'' = 2$ μ F, $C_a''' = 5$ μ F; la resistenza di utilizzazione $R_L = 500$ Ω , $r_g = 2$ k Ω , $R_E' = 270$ Ω e l'ampiezza del segnale d'ingresso $E_M = 20$ mV. Dopo aver disegnato il circuito differenziale equivalente, calcolare:

- 1) L'ampiezza V_{uM} della tensione di uscita per le frequenze $f = 60$ Hz e $f = 1000$ Hz.
- 2) Il valore della f.e.m. E_C dell'alimentatore e la potenza P_a da esso erogata.
- 3) Le potenze dissipate a riposo da ciascun transistore.

(Risposta: per $f = 60$ Hz : $V_{uM} = 1,85$ V; per $f = 1000$ Hz :
 $V_{uM} = 3,65$ V; $E_C \cong 15$ V; $P_a \cong 0,63$ W; $P_{CE'} = 28,2$ mW;
 $P_{CE''} \cong 216$ mW)

ESERCIZIO N. 10.

Un amplificatore R-C a due stadi impiega transistori NPN al germanio aventi parametri e punti di funzionamento sotto indicati:

	Transistore 1	Transistore 2
h_{ie}	1,5 k Ω	800 Ω
h_{fe}	100	75
h_{oe}	40 μ A/V	100 μ A/V
I_{BO}	40 μ A	0,3 mA
V_{BE0}	0,2 V	0,3 V
I_{CO}	4,5 mA	25 mA
V_{CEO}	4 V	6 V
(h_{re} si consideri trascurabile).		

È noto inoltre che il generatore del segnale d'ingresso, avente una resistenza interna $r_g = 2,5 \text{ k}\Omega$ è accoppiato tramite una capacità $C_a' = 1 \mu\text{F}$, che i due stadi sono accoppiati con una capacità $C_a'' = 1,2 \mu\text{F}$ e che all'uscita del secondo stadio è posto un utilizzatore $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ accoppiato con un condensatore $C_a''' = 2,5 \mu\text{F}$.

Sapendo che l'amplificazione di tensione complessiva $A_v = V_{uM}/E_M$ è di 250, alle medie frequenze e che essa si riduce a 100 per la frequenza di 50 Hz, assumendo uguali le frequenze di taglio inferiori f_1 per ciascun circuito di accoppiamento, calcolare:

- 1) Il valore della frequenza di taglio inferiore f_1 .
- 2) I valori delle resistenze di carico R_c' e R_c'' dei due stadi.
- 3) L'ampiezza massima $E_{\max}$ del segnale applicabile all'ingresso, oltre il quale si avrebbe l'interdizione o la saturazione di qualche stadio, assumendo una tensione minima di collettore $V_{CE\min} = 0,5 \text{ V}$ per ciascun transistor.

(Risposta: $f_1 \cong 46 \text{ Hz}$; $R_c' \cong 2,4 \text{ k}\Omega$; $R_c'' \cong 395 \Omega$; $E_{\max} \cong 22 \text{ mV}$)

ESERCIZIO N. 11.

Un amplificatore R-C viene realizzato secondo lo schema di fig. 11, con transistori NPN al silicio, aventi punti di funzionamento e parametri differenziali sotto indicati:

Transistore T_1		Transistore T_2	
I_{CO1}	$= 2 \text{ mA}$	I_{CO2}	$= 15 \text{ mA}$
V_{CE01}	$= 5 \text{ V}$	V_{CE02}	$= 7 \text{ V}$
I_{BO1}	$= 10 \text{ } \mu\text{A}$	I_{BO2}	$= 90 \text{ } \mu\text{A}$
V_{BE01}	$= 0,65 \text{ V}$	V_{BE02}	$= 0,7 \text{ V}$
h_{ie1}	$= 1,5 \text{ k}\Omega$	h_{ie2}	$= 800 \text{ } \Omega$
h_{re1}	$= 2 \cdot 10^{-4}$	h_{re2}	$= 2,5 \cdot 10^{-4}$
h_{fe1}	$= 180$	h_{fe2}	$= 150$
h_{oe1}	$= 40 \text{ } \mu\text{A/V}$	h_{oe2}	$= 100 \text{ } \mu\text{A/V}$
$r_{bb'1}$	$= 100 \text{ } \Omega$	$r_{bb'2}$	$= 50 \text{ } \Omega$
$C_{b'e1}$	$= 250 \text{ pF}$	$C_{b'e2}$	$= 180 \text{ pF}$
$C_{b'c1}$	$= 5 \text{ pF}$	$C_{b'c2}$	$= 4 \text{ pF}$

Sono inoltre noti: le resistenze di carico di ciascuno stadio $R_{C1} = 5 \text{ k}\Omega$; $R_{C2} = 600 \text{ } \Omega$; quella di utilizzazione $R_L = 2,4 \text{ k}\Omega$; quella di emettitore $R_E' = 1,5 \text{ k}\Omega$; quella del generatore del segnale d'ingresso $r_g = 2,2 \text{ k}\Omega$; i fattori di stabilità termica dei due stadi $S_1 = 12$ e $S_2 = 10$. Si determini.

- 1) La tensione di alimentazione dell'amplificatore.
- 2) I valori di tutte le altre resistenze presenti nello schema.
- 3) La frequenza di taglio superiore di ciascuno stadio e quella complessiva dell'intero amplificatore.

(Risposta: $E_C \cong 18 \text{ V}$; $R_E'' = 133 \text{ } \Omega$; $R_1 = 22,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 17,5 \text{ k}\Omega$; $R_1' = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_2' = 8,15 \text{ k}\Omega$; $f_2' \cong 356 \text{ kHz}$; $f_2'' \cong 680 \text{ kHz}$; $f_{2L} = 296 \text{ kHz}$)

ESERCIZIO N. 12.

Con riferimento all'esercizio N. 11, supponendo che l'amplificatore sia realizzato con gli stessi componenti, si calcoli:

- 1) La frequenza di taglio inferiore complessiva, impiegando condensatori di accoppiamento $C_a = 1 \text{ } \mu\text{F}$; $C_a' = 0,77 \text{ } \mu\text{F}$; $C_a'' = 1,2 \text{ } \mu\text{F}$.

- 2) La frequenza di taglio superiore complessiva nel caso che l'utilizzatore sia costituito da una resistenza $R_L = 2,4 \text{ k}\Omega$ con in parallelo un condensatore $C_L = 10.000 \text{ pF}$.
- 3) L'amplificazione di tensione $A_{vo} = v_L/e$ alle medie frequenze. (Nei calcoli si trascuri il parametro h_{re}).

(Risposta: $f_{1t} = 87,5 \text{ Hz}$; $f_{2t} = 34,6 \text{ kHz}$; $A_{vo} = 1740$)

ESERCIZIO N. 13.

Uno stadio di amplificatore R-C, avente una resistenza di carico $R_C = 10 \text{ k}\Omega$, una resistenza di gate $R_g = 1 \text{ M}\Omega$ ed una capacità parassita totale $C_i = 25 \text{ pF}$, risulta avere una banda passante da 10 Hz a 800 kHz . Calcolare il valore della resistenza differenziale r_d e del condensatore di accoppiamento C_a . Calcolare inoltre il valore del coefficiente di amplificazione μ necessario per avere un guadagno $A_o = 25$.

Se infine si vuol portare la banda passante fino a $2,4 \text{ MHz}$, come deve essere modificata la R_C e quale nuovo guadagno ne risulta?

(Risposta: $r_d \cong 40 \text{ k}\Omega$; $C_a \cong 0,0158 \text{ }\mu\text{F}$; $\mu \cong 125$;
 $R_C = 2,85 \text{ k}\Omega$; $A_o \cong 8,33$)

ESERCIZIO N. 14.

Un FET avente $r_d = 80 \text{ k}\Omega$ e $\mu = 100$ è accoppiato a RC ad un secondo FET. La resistenza di carico è $R_C = 20 \text{ k}\Omega$, mentre la resistenza fra gate e massa del secondo stadio è $R_g = 300 \text{ k}\Omega$. Calcolare l'amplificazione alle medie frequenze. Con una misura, avendo determinato che la frequenza di taglio è $f_2 = 637 \text{ kHz}$, calcolare la capacità d'ingresso dello stadio che segue, sapendo che $C_{ds} = 2 \text{ pF}$ e che le capacità dei collegamenti possono essere valutate 5 pF .

(Risposta: $A_o = 20,3$; $C_i = 9,5 \text{ pF}$).

ESERCIZIO N. 15.

Uno stadio di un amplificatore R-C viene realizzato con un FET, canale N, funzionante a riposo con: $I_{D0} = 3,5 \text{ mA}$; $V_{GSO} = -2,2 \text{ V}$;

$V_{DSO} = 6 \text{ V}$ e avente nell'intorno di tale punto i parametri differenziali $g_m = 3,5 \text{ mA/V}$ e $r_d = 20 \text{ k}\Omega$.

Volendo ottenere un guadagno alle medie frequenze $A_o = 8$ e sapendo che la resistenza di accoppiamento allo stadio successivo è $R_i = 8 \text{ k}\Omega$, che le capacità parassite del FET valgono: $C_{ds} = 1 \text{ pF}$; $C_{gs} = 5 \text{ pF}$; $C_{gd} = 0,75 \text{ pF}$ e che la capacità d'ingresso allo stadio seguente è $C_i = 10 \text{ pF}$, dopo aver disegnato lo schema dello stadio, determinare:

- 1) I valori delle resistenze in esso presenti.
- 2) Il valore della capacità C_k del gruppo di polarizzazione automatica, avendo scelto una capacità di accoppiamento con lo stadio successivo $C_a = 5,5 \mu\text{F}$. (Si ponga $X_{ck} = 1/10 R_k$).
- 3) La tensione di alimentazione E_D dello stadio.
- 4) La banda passante.

(Risposta: $R_C \cong 3,8 \text{ k}\Omega$; $R_k = 630 \Omega$; $C_k = 89 \mu\text{F}$;

$E_D = 21,5 \text{ V}$; $f_1 = 28,4 \text{ Hz}$; $f_2 = 6,35 \text{ MHz}$)

ESERCIZIO N. 16.

Uno stadio di un amplificatore R-C è realizzato con un FET, canale N, funzionante a riposo con: $I_{DO} = 4 \text{ mA}$; $V_{DSO} = 8 \text{ V}$; $V_{GSO} = -2,8 \text{ V}$ e avente nell'intorno di tale punto: $g_m = 6 \text{ mA/V}$ e $r_d = 30 \text{ k}\Omega$. La tensione di alimentazione è $E_D = 24 \text{ V}$ e lo stadio è accoppiato ad uno seguente perfettamente identico, tramite una capacità C_a e una resistenza $R_g = 1 \text{ M}\Omega$. Sapendo che le capacità parassite del FET valgono: $C_{gs} = 5 \text{ pF}$; $C_{gd} = 1 \text{ pF}$; $C_{ds} = 2 \text{ pF}$ e che le capacità dei collegamenti sono valutabili 10 pF , calcolare dopo aver disegnato lo schema del circuito:

- 1) Le resistenze e le capacità in esso presenti, volendo ottenere una frequenza di taglio inferiore di 30 Hz .
- 2) Il guadagno A_o alle medie frequenze e la frequenza di taglio superiore dello stadio.

(Risposta: $R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$; $R_k = 700 \Omega$; $C_k = 76 \mu\text{F}$;

$C_a = 5300 \mu\text{F}$; $A_o = 17,8$; $f_2 \cong 1,5 \text{ MHz}$)

ESERCIZIO N. 17.

Un amplificatore a due stadi uguali viene realizzato con FET aventi $g_m = 6,4 \text{ mA/V}$ e $r_d = 40 \text{ k}\Omega$. Le resistenze di accoppiamento fra gli stadi sono scelte di $200 \text{ k}\Omega$ e l'uscita dell'ultimo stadio è caricata da una impedenza composta da una resistenza $R_u = 200 \text{ k}\Omega$ e una capacità $C_u = 14 \text{ pF}$.

Volendo ottenere un'amplificazione totale alle medie frequenze $A_{ot} = 64$, una frequenza di taglio inferiore dell'intero amplificatore $f_{lt} = 40 \text{ Hz}$ e sapendo che le capacità parassite dei FET valgono: $C_{ds} = 2 \text{ pF}$; $C_{gd} = 1 \text{ pF}$; $C_{gs} = 5 \text{ pF}$ e che le capacità dei collegamenti sono valutabili 10 pF per ciascuno stadio, dopo aver disegnato lo schema dell'amplificatore, calcolare:

- 1) I valori delle resistenze di carico R_C .
- 2) I valori delle capacità di accoppiamento C_a .
- 3) La frequenza di taglio superiore f_{2t} dell'intero amplificatore.

(Risposta: $R_C = 1,3 \text{ k}\Omega$; $C_a = 0,031 \text{ }\mu\text{F}$; $f_{2t} = 3,14 \text{ MHz}$)

ESERCIZIO N. 18.

Un amplificatore a due stadi viene realizzato secondo lo schema di fig. 19, impiegando transistori FET tipo BFW 10.

Sono noti: $E_D = 20 \text{ V}$; $R_k = 580 \text{ }\Omega$; $R_g = 500 \text{ k}\Omega$; $R_t = 5 \text{ k}\Omega$; $C_a' = 10.000 \text{ pF}$, i parametri differenziali: $g_m = 3,5 \text{ mA/V}$; $r_d = 20 \text{ k}\Omega$ e le capacità parassite dei FET: $C_{ds} = 1 \text{ pF}$; $C_{gd} = 0,75 \text{ pF}$; $C_{gs} = 5 \text{ pF}$.

Supponendo pari a 6 pF le capacità dei collegamenti di ciascuno stadio, sapendo che la batteria di alimentazione eroga una potenza $P_a = 0,16 \text{ W}$ e facendo uso delle caratteristiche riportate in appendice, determinare:

- 1) I valori delle resistenze di carico R_C e la potenza P_{RC} dissipata da ciascuna di esse in condizioni di riposo.
- 2) L'ampiezza V_{im} della tensione d'ingresso all'amplificatore per avere all'uscita un segnale di ampiezza 1 V e frequenza a centro banda.
- 3) La frequenza di taglio superiore del primo stadio.

- 4) La frequenza di taglio inferiore dell'intero amplificatore, supponendo uguali le frequenze di taglio f_1 di ciascuno stadio e la capacità di accoppiamento C_a'' .

(Risposta: $R_c = 1,92 \text{ k}\Omega$; $P_{RC} = 30,72 \text{ mW}$; $V_{IM} = 33,3 \text{ mV}$;
 $f_2' = 5,4 \text{ MHz}$; $f_{1t} = 49,5 \text{ Hz}$; $C_a'' = 0,73 \text{ }\mu\text{F}$)

ESERCIZIO N. 19.

Un transistor MOS a doppio *gate* isolato, tipo BFS 28, le cui caratteristiche sono riportate in appendice, viene impiegato come primo stadio di un amplificatore a due stadi, secondo lo schema di fig. 20. Sono noti i punti di funzionamento a riposo e i parametri differenziali dei due transistori:

Transistore MOS

$$\begin{aligned} V_{DSO} &= 5 \text{ V} \\ V_{GS2} &= 4 \text{ V} \\ g_m &= 13 \text{ mA/V} \\ r_d &= 50 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Transistore II stadio

$$\begin{aligned} V_{CO} &= 5 \text{ V} \\ I_{CO} &= 10 \text{ mA} \\ I_{BO} &= 100 \text{ }\mu\text{A} \\ V_{BEO} &= 0,7 \text{ V} \\ h_{fe} &= 120 \\ h_{ie} &= 5 \text{ k}\Omega \\ h_{oe} &= 50 \text{ }\mu\text{A/V} \end{aligned}$$

La tensione di alimentazione viene fissata al valore $E_c = 12 \text{ V}$ e per il primo stadio viene scelto $R_{C1} + R_k = 670 \text{ }\Omega$ e la corrente nel partitore $R_1 - R_2 = 0,1 \text{ mA}$. Per il secondo stadio si vuole ottenere un fattore di stabilità termica $S = 15$ fissando $V_{EO} = 1 \text{ V}$.

Si determini:

- 1) I valori delle resistenze R_{C1} ; R_k ; R_1 ; R_2 ; R_1' ; R_2' ; R_{C2} .
- 2) L'amplificazione totale A_{Ot} alle frequenze intermedie.
- 3) La frequenza di taglio inferiore f_1' del primo stadio sapendo che il condensatore C_a vale $2,2 \text{ }\mu\text{F}$.

(Risposta: $R_{C1} = 575 \text{ }\Omega$; $R_k = 95 \text{ }\Omega$; $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 80 \text{ k}\Omega$;
 $R_1' \cong 1,9 \text{ k}\Omega$; $R_2' \cong 10,3 \text{ k}\Omega$; $R_{C2} = 600 \text{ }\Omega$; $A_{Ot} \cong 70$; $f_1' \cong 41 \text{ Hz}$)

ESERCIZIO N. 20.

Nel circuito di fig 27 sono noti i seguenti valori:

$$V_{DSO} = 25 \text{ V}$$

$$V_{GSO} = -2 \text{ V}$$

$$I_{DO} = 2 \text{ mA}$$

$$g_m = 3,6 \text{ mA/V}$$

$$r_d = 40 \text{ k}\Omega$$

$$e = 2 \sin \omega t \text{ [mV]}$$

$$R_C = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$$

$$C_a = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{dg} = 1,6 \text{ pF}$$

$$C_{gs} = 1,6 \text{ pF}$$

$$C_u = 50 \text{ pF}$$

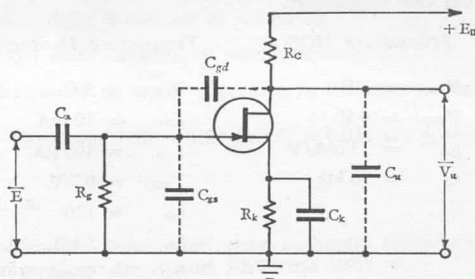


Figura 27.

Si disegni il circuito differenziale dello schema elettrico in esame. Si calcolino poi i valori del segnale di uscita e della sua fase con e per le seguenti frequenze: 20 Hz; 200 kHz; 1 MHz.

Risposta:

per $f = 20 \text{ Hz}$	$V_u \cong 25,4 \text{ mV}$	$\sim 238^\circ$
-------------------------	-----------------------------	------------------

per $f = 100 \text{ kHz}$	$V_u \cong 44,27 \text{ mV}$	$\sim 157^\circ$
---------------------------	------------------------------	------------------

per $f = 1 \text{ MHz}$	$V_u \cong 20,66 \text{ mV}$	$\sim 115^\circ$
-------------------------	------------------------------	------------------

ESERCIZIO N. 21.

Nel circuito di fig. 27 si determinino i valori delle due frequenze per cui il guadagno del complesso si riduce di 7 dB rispetto alla massima amplificazione ottenibile alle frequenze centrali. Dati:

$$r_d = 50 \text{ k}\Omega$$

$$C_a = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$$

$$g_m = 3 \text{ mA/V}$$

$$C_{ds} = 4 \text{ pF}$$

$$R_c = 6 \text{ k}\Omega$$

$$C_{gs} = 2 \text{ pF}$$

$$R_g = 300 \text{ k}\Omega$$

$$C_{dg} = 5 \text{ pF}$$

Risposta: $f_1 \cong 17,66 \text{ Hz}$; $f_2 = 22,3 \text{ MHz}$

ESERCIZIO N. 22.

Si abbia un amplificatore a due stadi secondo lo schema di fig. 28, impieganti MOS aventi le seguenti caratteristiche:

$$g_m = 2,5 \text{ mA/V}; \quad r_d = 50 \text{ k}\Omega; \quad \text{figura di merito } F = 5 \cdot 10^7 \text{ rad/sec.}$$

L'amplificatore è alimentato da un alimentatore che fornisce una tensione di 30 V e una potenza complessiva di 0,3 W. Si vuole che a riposo gli stadi dell'amplificatore lavorino in modo che ciascun MOS dissipi una potenza di 47 mW e con una polarizzazione di *gate* $V_{GS0} = -5 \text{ V}$. Disegnare lo schema dell'amplificatore e determinare:

- 1) I valori di tutte le resistenze e capacità presenti nello schema, tenendo presente che la frequenza di taglio inferiore di cia-

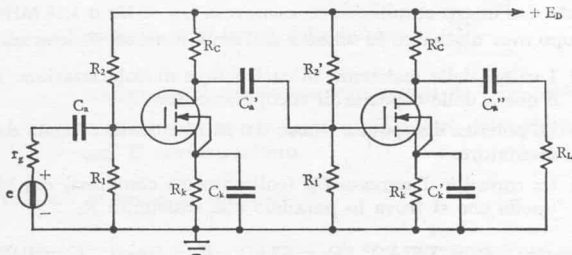


Figura 28.

scuno stadio è di 25 Hz e che le resistenze R_k , R_k' sono di 1 k Ω , scegliendo $R_1 + R_2 = R_1' + R_2' = 100$ k Ω e sapendo che $r_g = 10$ k Ω , $R_L = 22$ k Ω .

- 2) La frequenza di taglio superiore del primo stadio.
- 3) L'ampiezza del segnale alternativo di uscita supponendo applicato all'ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza 10 mV e frequenza al centro della banda passante.
- 4) Le potenze dissipate nelle resistenze di carico dei due stadi.

(Risposta: $R_C = R_C' = 3,25$ k Ω ; $C_k = C_k' \cong 64$ μ F; $C_a = 0,2$ μ F; $C_a' = C_a'' \cong 0,256$ μ F; $C_t = 50$ pF; $f_t \cong 1,19$ MHz; $V_u \cong 447$ mV; $P_{R_C} = P_{R_C'} = 71,8$ mW).

ESERCIZIO N. 23.

Si vuole realizzare un amplificatore a due stadi uguali, utilizzando due MOS *enhancement* canale N, funzionanti con $V_{GS0} = 6$ V, $I_{D0} = 5$ mA. L'amplificatore deve essere tale da ottenere all'uscita un segnale alternativo di 2,25 V con un segnale d'ingresso di 62,5 mV. Si conoscono i parametri differenziali nell'intorno del punto di funzionamento: $g_m = 2$ mA/V; $r_d = 50$ k Ω e le capacità parassite $C_{dg} = 2,5$ pF e $C_{ds} = 5$ pF (capacità dei collegamenti compresa). All'uscita dell'ultimo stadio è connesso un circuito utilizzatore costituito da una resistenza $R_L = 30$ k Ω con in parallelo una capacità C . Sono inoltre fissate le resistenze $R_k = 500$ Ω di *source*, la resistenza equivalente all'ingresso di ciascuno stadio, dovuta al circuito di polarizzazione, che viene scelta uguale a R_L , la tensione di alimentazione $E_D = 28$ V e la banda passante dell'intero amplificatore, compresa fra 80 Hz e 1,28 MHz.

Dopo aver disegnato lo schema dell'amplificatore, si determini:

- 1) I valori delle resistenze di carico R_C e di polarizzazione R_1 , R_2 e quelli delle capacità di accoppiamento.
- 2) La potenza dissipata a riposo dai MOS e quella erogata dall'alimentatore.
- 3) La capacità d'ingresso C_{gs} (collegamenti compresi) dei MOS e quella che si trova in parallelo alla resistenza R_L .

(Risposta: $R_C = 3,57$ k Ω ; $R_1 = 43$ k Ω ; $R_2 = 99$ k Ω ; $C_a = 0,093$ pF; $P_{d0} = 38,5$ mW; $P_a = 291,2$ mW; $C_{gs} = 4$ pF; $C = 21,5$ pF)

CAPITOLO SETTIMO

CIRCUITI RISONANTI E CIRCUITI ACCOPPIATI

Generalità.

a) Circuiti risonanti serie.

Sono costituiti dalla serie di una bobina (caratterizzata da una induttanza L e da una resistenza serie R_s) e di un condensatore di capacità C , alimentati da un generatore di tensione di f.e.m. E e resistenza interna R_i come in fig. 1 (nei generatori ideali di tensione la R_i è nulla). Si stabiliscono le seguenti notazioni:

ω_o, f_o pulsazione e frequenza di risonanza;

B banda passante del circuito risonante $= f_2 - f_1$;

f_1, f_2 frequenze a cui la corrente si riduce a $\frac{I_o}{\sqrt{2}}$, essendo I_o la corrente in condizioni di risonanza;

Q_b coefficiente di bontà della bobina $= \frac{\omega_o L}{R_s}$

Q coefficiente di risonanza del circuito $= \frac{\omega_o L}{R_t}$, dove R_t è la resistenza totale vista ai morsetti dell'induttanza L con E cortocircuitato.

Valgono le seguenti relazioni:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$B = f_2 - f_1 = \frac{f_o}{Q}$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_t} = \frac{1}{\omega_o C R_t}$$

$$I_o = \frac{E}{R_t}$$

Per $\omega = \omega_o$: $V_C = V_L = QE$, essendo V_C e V_L le tensioni ai capi del condensatore C e dell'induttanza L rispettivamente.

Per $\omega = \omega_o$ il comportamento del circuito è resistivo.

Per $\omega < \omega_o$ il comportamento del circuito è capacitivo.

Per $\omega > \omega_o$ il comportamento del circuito è induttivo.

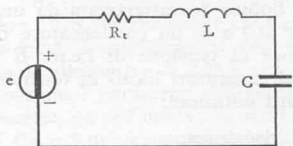


Figura 1.

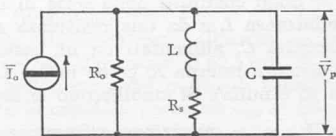


Figura 2.

b) Circuiti risonanti parallelo.

Sono costituiti dal parallelo di una bobina (di induttanza L e resistenza serie R_s) e di un condensatore di capacità C , alimentati da un generatore di corrente I_o (avente in parallelo una resistenza interna R_o) secondo lo schema di fig. 2.

Valgono ancora le notazioni di cui al punto a) relativamente a ω_o , f_o , B e Q_b . Inoltre:

$f_1, f_2, \dots$ frequenze a cui la tensione si riduce a $\frac{V_o}{\sqrt{2}}$, essendo V_o la tensione ai capi del circuito in condizioni di risonanza.

$R_{po} \dots \dots$ resistenza parallela della bobina $\equiv \frac{\omega_o^2 L^2}{R_s} = Q_b \omega_o L =$
 $= Q_b^2 R_s;$

$R_p \dots \dots$ resistenza complessiva del circuito risonante uguale alla
 resistenza vista ai morsetti del condensatore C con I_o
 aperto, quando al posto di R_s sia stata sostituita $R_{po};$

$Q \dots \dots$ coefficiente di risonanza del circuito $= \frac{R_p}{\omega_o L}.$

Oltre alle relazioni di cui al punto a) per ω_o, f_o, B si ha:

$$V_o = I_o R_p$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega_o L} = \omega_o C R_p = \frac{Q_b}{1 + R_{po}/R}$$

in cui R rappresenta la resistenza parallelo del circuito esclusa $R_{po}.$

Per $\omega = \omega_o$: $I_C = I_L = Q \cdot I_o$, essendo I_C e I_L le correnti nel
 ramo capacitivo e in quello induttivo rispettiva-
 mente.

Per $\omega = \omega_o$ il comportamento del circuito è resistivo.

Per $\omega < \omega_o$ il comportamento del circuito è induttivo.

Per $\omega > \omega_o$ il comportamento del circuito è capacitivo.

È da notare che, applicando opportunamente i teoremi di Thèvenin e Norton, qualsiasi circuito comprendente un ramo induttivo (composto da uno o più elementi reattivi in serie o in parallelo) e un ramo capacitivo fra loro in serie o in parallelo può essere ridotto a un circuito del tipo di fig. 1 o di fig. 2.

Se nel circuito sono presenti due bobine in serie o in parallelo, in cui esista un accoppiamento mutuo, indicando con Z_1 e Z_2 le impedenze delle bobine e con Z_m il termine $j\omega M$, essendo M la mutua induttanza, l'impedenza risultante Z_t vale:

$$Z_t = Z_1 + Z_2 \pm 2 Z_m$$

nel caso di bobine in serie mentre è:

$$Z_t = \frac{Z_1 Z_2 - Z_m}{Z_1 + Z_2 \mp 2 Z_m}$$

nel caso di bobine in parallelo (vale il segno $+$ o il segno $-$ a seconda che i versi degli avvolgimenti sono concordi oppure discordi).

c) *Circuiti accoppiati.*

Esiste accoppiamento fra due circuiti quando c'è trasferimento di potenza dall'uno all'altro.

Qui si considerano circuiti accoppiati induttivamente secondo lo schema di fig. 3, in cui, per semplicità, è stata messa in evidenza la mutua induttanza M fra le bobine di induttanza L_1 e L_2 , conglorando queste ultime in $\bar{Z}_1$ e $\bar{Z}_2$ rispettivamente.

È: $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, dove k è il coefficiente di accoppiamento.

Si ricordano le regole fondamentali per lo studio dei circuiti accoppiati:

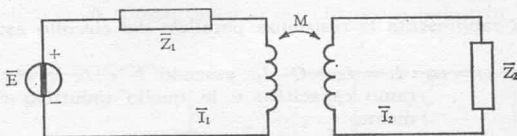


Figura 3.

- 1) Il circuito primario si può studiare separatamente pur di considerare trasportato su di esso l'effetto del secondario che consiste nel considerare in serie all'impedenza primaria $\bar{Z}_1$ un'impedenza:

$$\bar{Z}_{12} = \frac{\omega^2 M^2}{\bar{Z}_1}$$

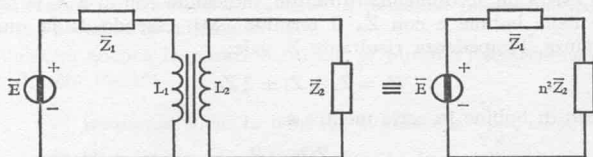


Figura 4.

2) Il circuito secondario può essere studiato considerando agente in esso una f.e.m. indotta di valore $-j\omega M \frac{E}{Z_1}$ e ponendo in serie a Z_2 l'impedenza Z_{21} del primario trasportata al secondario. È:

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1}$$

Risulta quindi:

$$I_1 = \frac{E}{Z_1 + Z_{12}} \quad ; \quad I_2 = \frac{-j\omega M \frac{E}{Z_1}}{Z_2 + Z_{21}}$$

Si ha il massimo trasferimento di potenza dal primario al secondario quando la Z_{12} è l'impedenza immagine di Z_1 (uguale parte reale e parte immaginaria opposta), nel qual caso è anche Z_{21} l'impedenza immagine di Z_2 .

Un caso particolare è quello in cui le bobine accoppiate hanno un nucleo di ferro. È però da notare che ciò è possibile solo in bassa frequenza e in tali condizioni si può considerare $k = 1$: è questo il caso del trasformatore di adattamento illustrato in fig. 4.

Questa volta nelle Z_1 e Z_2 non è stato conglobato l'effetto delle induttanze L_1 e L_2 dovute agli avvolgimenti del trasformatore. Indicando con n il rapporto fra numeri di spire N_1 del primario e N_2 del secondario, l'impedenza Z_{12} da considerare in serie alla Z_1 del primario vale:

$$Z_{12} = n^2 Z_2$$

come indicato in fig. 4.

Se i circuiti accoppiati sono risonanti sulla stessa frequenza f_{or} le impedenze Z_1 , Z_2 , Z_{12} , e Z_{21} diventano a tale frequenza delle semplici resistenze.

Si stabiliscono in tal caso le seguenti notazioni:

R_{s1} , R_{s2} . . . resistenze serie delle bobine del primario e del secondario rispettivamente;

R_{12} resistenza del secondario trasportata al primario;

R_{21} resistenza del primario trasportata al secondario;

- R_{t1} resistenza totale del circuito primario;
 R_{t2} resistenza totale del circuito secondario;
 Q_{b1}, Q_{b2} . . . coefficienti di bontà delle bobine primaria e secondaria;
 Q_1, Q_2 . . . coefficienti di risonanza dei circuiti primario e secondario considerati separatamente (disaccoppiati);
 Q_{c1} coefficiente di risonanza del circuito primario considerando l'effetto di carico del secondario;
 Q_{c2} coefficiente di risonanza del circuito secondario considerando l'effetto di carico del primario;
 k_c coefficiente di accoppiamento critico, corrispondente al caso di massimo trasferimento di potenza dal primario al secondario.

Per $k = k_c$ valgono le seguenti relazioni:

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad ; \quad \omega_o M = \sqrt{R_{t1} R_{t2}}$$

$$R_{12} = R_{t1} \quad ; \quad R_{21} = R_{t2} \quad ; \quad I_1 = \frac{E}{R_{t1} + R_{12}} = \frac{E}{2 R_{t1}}$$

$$B = \frac{\sqrt{2} \cdot f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

d) Filtri di banda.

Sono costituiti da due circuiti parallelo-risonanti sulla stessa frequenza f_o , fra loro accoppiati induttivamente secondo lo schema di fig. 5.

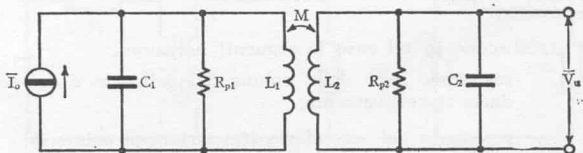


Figura 5.

Con le notazioni di cui ai punti precedenti la tensione di uscita V_u in condizioni di risonanza risulta:

Per $k = k_c$:

$$V_u = \frac{I_o \omega_o}{2} \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{I_o \omega_o}{2} M_c Q_1 Q_2$$

essendo:

$$M_c = k_c \sqrt{L_1 L_2}$$

Per $k \neq k_c$:

$$V_u = I_o \omega_o M Q_1 Q_{c2} = I_o \omega_o M Q_{c1} Q_2 = V_{uc} \frac{2 \frac{k}{k_c}}{1 + \left(\frac{k}{k_c} \right)^2}$$

dove V_{uc} è la tensione per $k = k_c$.

Q_{c1} e Q_{c2} , definiti al punto c) si possono esprimere nella forma:

$$Q_{c1} = \frac{Q_1}{1 + \left(\frac{k}{k_c} \right)^2} \quad ; \quad Q_{c2} = \frac{Q_2}{1 + \left(\frac{k}{k_c} \right)^2}$$

La banda passante risulta per $k = k_c$:

$$B = \frac{\sqrt{2} f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

e per $k > k_c$:

$$B = \frac{f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{\left(\frac{k}{k_c} \right)^2 + 2 \frac{k}{k_c} - 1}$$

e) Accoppiamento con autotrasformatore.

È usato quando un generatore di corrente presenta una resistenza interna R_o troppo bassa per alimentare direttamente il circuito risonante parallelo, nel qual caso il Q del circuito diventerebbe molto piccolo.

Il tipo di collegamento è indicato in fig. 6 a e, indicando con n il rapporto $(N_2 + N_1)/N_2$, il circuito equivale alla risonanza a quello di fig. 6 b, da cui appare che la resistenza interna del generatore è aumentata di n^2 volte. Risulta:

$$V_p = \frac{I_o/n}{\frac{1}{n^2 R_o} + \frac{1}{R_{po}}}$$

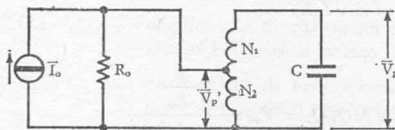


Figura 6 a

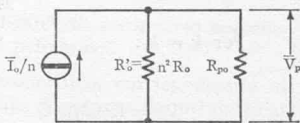


Figura 6 b

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Un circuito risonante serie risuona alla frequenza di 1 MHz e, quando la frequenza differisce da quella di risonanza di 10 kHz, la corrente si riduce a 0,7 della corrente massima.

Calcolare il coefficiente di risonanza Q , l'induttanza e la resistenza serie complessiva del circuito, sapendo che il condensatore ha una capacità di 100 pF.

Soluzione:

Considerando in prima approssimazione simmetrica la curva di risonanza del circuito di fig. 7, si ha che le frequenze f_1 e f_2 valgono rispettivamente:

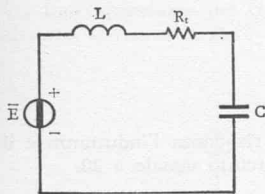


Figura 7.

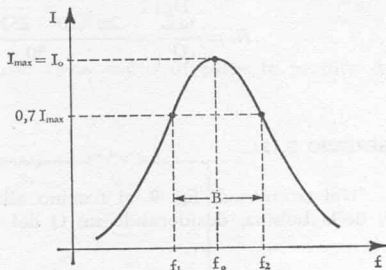


Figura 8.

$$f_1 = f_0 - \frac{B}{2} \quad ; \quad f_2 = f_0 + \frac{B}{2} \quad (\text{fig. 8})$$

e poiché:

$$f_1 = 1 \text{ MHz} - 10 \text{ kHz} = 990 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 1 \text{ MHz} + 10 \text{ kHz} = 1010 \text{ kHz}$$

si ha:

$$B = f_2 - f_1 = 20 \text{ kHz}$$

Dalla relazione:

$$B = \frac{f_o}{Q} \quad \text{si ricava:} \quad Q = \frac{f_o}{B} = \frac{10^6}{20 \cdot 10^3} = 50$$

Inoltre si ha:

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 253 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 253 \mu\text{H}$$

e poiché:

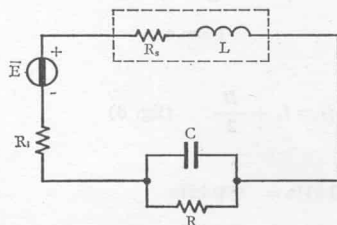
$$Q = \frac{\omega_o L}{R_t}$$

si ottiene:

$$R_t = \frac{\omega_o L}{Q} = \frac{2\pi \cdot 10^6 \cdot 253 \cdot 10^{-6}}{50} \cong 32 \Omega$$

ESERCIZIO N. 2.

Nel circuito di fig. 9, si trovino alla risonanza l'induttanza e il Q_b della bobina, desiderando un Q del circuito uguale a 20.



$$E = 25 \text{ V}$$

$$R_t = 15 \Omega$$

$$R = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C = 1000 \text{ pF}$$

$$f_o = 159 \text{ kHz}$$

Figura 9.

Soluzione:

L'impedenza Z_{eq} del parallelo di C con R è:

$$\begin{aligned} Z_{eq} &= \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega_o C}}{R + \frac{1}{j\omega_o C}} = \frac{10^5 \cdot (-j 10^3)}{10^5 - j 10^3} = \\ &= \frac{-j 10^5}{100 - j} \cong -\frac{j(100 + j) 10^5}{10^4} = 10 - j 1000 \end{aligned}$$

Si noti che la capacità equivalente ha circa lo stesso valore di C e il circuito di fig. 9 si trasforma in quello di fig. 10. Poiché la reattanza offerta dall'induttanza alla risonanza dovrà essere uguale a quella capacitiva:

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C_{eq}} = \frac{10^3}{10^6} = 1 \text{ mH}$$

Dall'espressione del Q , che tiene conto di tutte le perdite del circuito, si ricava la R_s .

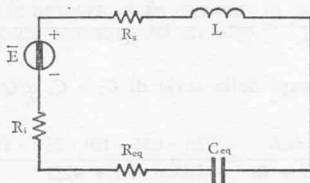


Figura 10.

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_s + R_i + R_{eq}}$$

$$R_s = \frac{\omega_o L - Q(R_i + R_{eq})}{Q} = \frac{10^3 - 20(15 + 10)}{20} = 25 \Omega$$

Segue per Q_b :

$$Q_b = \frac{\omega_o L}{R_s} = \frac{10^3}{25} = 40$$

ESERCIZIO N. 3.

Nel circuito risonante serie di fig. 11, si lavora alla risonanza. Poiché si vuole ai capi di C_2 una tensione di 200 V, si calcolino i valori di C_1 e C_2 .

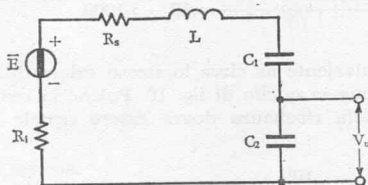


Figura 11.

$$E = 20 \text{ V}$$

$$L = 250 \text{ } \mu\text{H}$$

$$Q_b = 50$$

$$R_i = 42,5 \text{ } \Omega$$

$$f_o = 636 \text{ kHz}$$

Soluzione:

Si trova il valore di R_s :

$$R_s = \frac{\omega_o L}{Q_b} = \frac{2\pi \cdot 636 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-6}}{50} = 20 \text{ } \Omega$$

La tensione ai capi della serie di C_1 e C_2 è Q volte la f.e.m. E applicata:

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_s + R_i} = \frac{2\pi \cdot 636 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-6}}{20 + 42,5} = 16$$

$$V_e = E \cdot Q = 20 \cdot 16 = 320 \text{ V}$$

Per i valori di C_1 e C_2 si può fare sistema fra le due relazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_u = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_e \\ C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \end{array} \right.$$

dove:

$$\frac{1}{\omega_0 C_{eq}} = \omega_0 L \quad ; \quad C_{eq} = \frac{1}{(2\pi \cdot 636 \cdot 10^3)^2 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = 250$$

Sostituendo i valori numerici:

$$\begin{cases} 200 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot 320 \\ 250 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \end{cases}$$

I valori di C_1 e C_2 vengono espressi così direttamente in pF.

$$C_1 = 666 \text{ pF}$$

$$C_2 = 400 \text{ pF}$$

ESERCIZIO N. 4.

Un circuito risonante parallelo risuona alla frequenza di 500 kHz e alla risonanza presenta una resistenza R_{po} di 20 kΩ con un coefficiente di risonanza $Q_b = 25$.

Determinare l'induttanza della bobina, la sua resistenza serie, la capacità e la banda passante del circuito.

Soluzione:

Dalla relazione:

$$Q_b = \omega_0 C R_{po}$$

si deduce:

$$C = \frac{Q_b}{\omega_0 R_{po}} = \frac{25}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} \cong 400 \text{ pF}$$

Si ha poi:

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 500 \cdot 10^3)^2 \cdot 400 \cdot 10^{-12}} \cong 250 \text{ } \mu\text{H}$$

$$R_s = \frac{\omega_o L}{Q_b} = \frac{2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-6}}{25} = 31,4 \, \Omega$$

$$B = \frac{f_o}{Q_b} = \frac{500 \cdot 10^3}{25} = 20 \, \text{kHz}$$

ESERCIZIO N. 5.

Un circuito risonante è costituito da una bobina (L , R_s) e da un condensatore C in parallelo. Fra i morsetti del circuito è posta una impedenza di utilizzazione costituita dal parallelo di un condensatore di capacità C_u e di una resistenza R_u . Il tutto viene alimentato da un generatore di tensione avente f.e.m. $E = 200 \, \text{V}$, resistenza interna $R_o = 0,2 \, \text{M}\Omega$ e pulsazione $\omega_o = 10 \, \text{M rad/sec}$.

Conoscendo: $R_u = 0,1 \, \text{M}\Omega$; $C_u = 100 \, \text{pF}$; $R_s = 5 \, \Omega$; $Q_b = 50$, calcolare alla risonanza l'induttanza L della bobina, la capacità C del condensatore (supposto privo di perdite), la tensione di uscita V_u ai morsetti del circuito, le correnti nei singoli rami e disegnare il diagramma vettoriale relativo ad esse.

Soluzione:

Il circuito appare come in fig. 12.

L'induttanza della bobina si ricava dalla relazione:

$$Q_b = \frac{\omega_o L}{R_s}$$

da cui:

$$L = \frac{R_s Q_b}{\omega_o} = \frac{5 \cdot 50}{10^7} = 25 \, \mu\text{H}$$

La capacità complessiva C_t del circuito risonante è:

$$C_t = \frac{1}{\omega_o^2 L} = \frac{1}{10^{14} \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 400 \, \text{pF}$$

quindi:

$$C = C_t - C_u = 300 \, \text{pF}$$

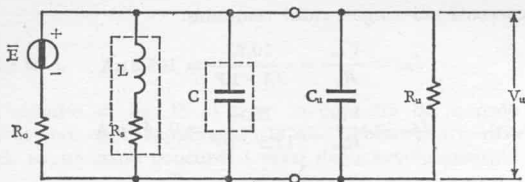


Figura 12.

Si può ora calcolare la resistenza R_{po} della bobina. È:

$$R_{po} = R_s Q_b^2 = 5 \cdot 50^2 = 12,5 \text{ k}\Omega$$

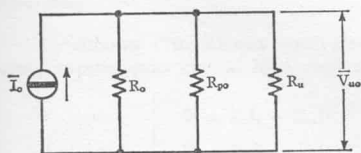


Figura 13.

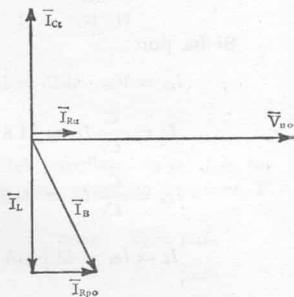


Figura 14.

Applicando poi il teorema di Norton, il generatore di tensione può essere trasformato in un generatore di corrente I_o . Si ha:

$$I_o = \frac{E}{R_o} = \frac{200}{0,2 \cdot 10^6} = 1 \text{ mA}$$

Alla risonanza il circuito appare come in fig. 13, in cui la tensione V_{uo} vale:

$$V_{uo} = \frac{I_o}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_{po}} + \frac{1}{R_u}} = \frac{10^{-3}}{(5 + 80 + 10) 10^{-6}} \cong 10,52 \text{ V}$$

Le correnti nei singoli rami risultano:

$$I_{Ru} = \frac{V_{uo}}{R_u} = \frac{10,52}{0,1 \cdot 10^6} = 105,2 \mu\text{A}$$

$$I_{Rpo} = \frac{V_{uo}}{R_{po}} = \frac{10,52}{12,5 \cdot 10^3} = 0,842 \text{ mA}$$

dove I_{Rpo} è la componente della corrente assorbita dalla bobina, in fase con la tensione e che tiene conto delle perdite della stessa.

Si noti che la somma delle correnti I_{Ru} e I_{Rpo} è pari alla corrente I_{Ro} data dalla relazione:

$$I_{Ro} = \frac{E - V_{uo}}{R_o} = \frac{200 - 10,52}{200 \cdot 10^3} \cong 0,947 \text{ mA}$$

Si ha poi:

$$I_{Ct} = V_{uo} \cdot \omega_o C_t = 10,52 \cdot 10^7 \cdot 400 \cdot 10^{-12} = 42,1 \text{ mA}$$

$$I_C = \frac{C}{C_t} I_{Ct} = 31,6 \text{ mA}$$

$$I_{Cu} = \frac{C_u}{C_t} I_{Ct} = 10,5 \text{ mA}$$

$$I_L = I_{Ct} = 42,1 \text{ mA}$$

Il diagramma vettoriale delle correnti si presenta come in fig. 14.

Si poteva anche trovare I_{Ct} dalla relazione:

$$I_{Ct} = I_L = Q I_o$$

dove:

$$Q = \frac{Q_b}{1 + \frac{R_{po}}{R_{ou}}} = 42,1$$

essendo:

$$R_{ou} = \frac{R_o \cdot R_u}{R_o + R_u}$$

ESERCIZIO N. 6.

Nel circuito di fig. 15 si trovi la capacità di accordo C e la tensione ai suoi capi, supponendo le due bobine con perdite trascurabili. (Si suppongano concordi i versi degli avvolgimenti).

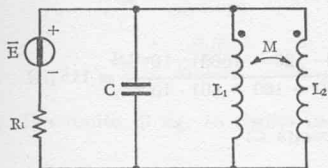


Figura 15.

$$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$f_o = 1,59 \text{ MHz}$$

$$E = 200 \text{ V}$$

$$M = 40 \text{ }\mu\text{H}$$

$$L_2 = 180 \text{ }\mu\text{H}$$

$$L_1 = 200 \text{ }\mu\text{H}$$

Soluzione:

Cerchiamo l'impedenza equivalente del parallelo delle due bobine, supponendo che ai loro capi agisca una generica tensione V .

$$\left\{ \begin{array}{l} V = Z_1 I_1 + Z_m I_2 \\ V = Z_m I_1 + Z_2 I_2 \end{array} \right. \quad \text{dove: } \begin{array}{l} Z_1 = j\omega L_1 \\ Z_2 = j\omega L_2 \\ Z_m = j\omega M \end{array}$$

Risolvendo il sistema rispetto alle correnti I_1 e I_2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{Z_2 - Z_m}{Z_1 Z_2 - Z_m^2} V \\ I_2 = \frac{Z_1 - Z_m}{Z_1 Z_2 - Z_m^2} V \end{array} \right.$$

Sommando le due correnti:

$$I = I_1 + I_2 = \frac{Z_1 + Z_2 - 2 Z_m}{Z_1 Z_2 - Z_m^2} V$$

Evidentemente l'impedenza $\bar{Z}_{eq}$ offerta dal parallelo è:

$$\bar{Z}_{eq} = \frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 - \bar{Z}_m^2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 - 2 \bar{Z}_m}$$

Con facili passaggi si ha:

$$L = \frac{\bar{Z}_{eq}}{j\omega}$$

da cui:

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M} = \frac{(200 \cdot 180 - 1600) \cdot 10^{-12}}{(200 + 180 - 80) \cdot 10^{-6}} \cong 115 \mu\text{H}$$

Si può quindi trovare la capacità C :

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1,59 \cdot 10^6)^2 \cdot 115 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{115 \cdot 10^8} = 87 \text{ pF}$$

Poiché le bobine sono state supposte prive di perdite, il parallelo di L e C si presenta alla risonanza come una resistenza di valore infinito, perciò la tensione ai capi di C coinciderà con la f.e.m. $E = 200 \text{ V}$, a circuito aperto.

ESERCIZIO N. 7.

Dato il circuito in fig. 16, determinare la potenza assorbita dalla resistenza R_3 al secondario, sapendo che: $e = 50 \sin \omega t$ con $\omega = 10^6$ rad/sec e che il coefficiente di accoppiamento k vale 0,4.

$$\begin{aligned} R_1 &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 15 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= 500 \Omega \\ L_1 &= 8 \text{ mH} \\ L_2 &= 12,5 \text{ mH} \end{aligned}$$

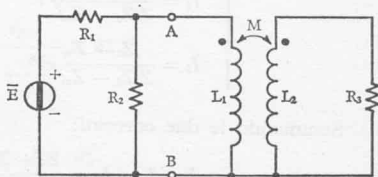


Figura 16.

Soluzione:

Applicando il teorema di Thèvenin fra i punti A e B si ha:

$$E_{eq} = \frac{E}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

$$E_{eqM} = \frac{50}{10 + 15} \cdot 15 = 30 \text{ V}$$

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 15}{10 + 15} 10^3 = 6 \text{ k}\Omega$$

Il circuito di fig. 16 risulta ora equivalente a quello di fig. 17.

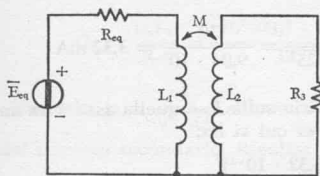


Figura 17.

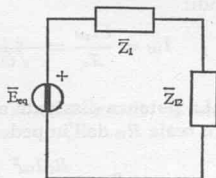


Figura 18.

Il problema può essere risolto trasportando al primario l'effetto del secondario, come illustrato in fig. 18.

Risulta:

$$Z_1 = R_{eq} + j\omega L_1 = 6 \cdot 10^3 + j 10^6 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 6 \cdot 10^3 + j 8 \cdot 10^3$$

$$Z_{12} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}$$

dove:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = 0,4 \sqrt{8 \cdot 10^{-3} \cdot 12,5 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ mH}$$

$$Z_2 = R_3 + j\omega L_2 = 500 + j 10^6 \cdot 12,5 \cdot 10^{-3} = 500 + j 12,5 \cdot 10^3$$

quindi:

$$\begin{aligned} Z_{12} &= \frac{10^{12} (4 \cdot 10^{-3})^2}{500 + j 12,5 \cdot 10^3} = \frac{16 \cdot 10^6 (500 - j 12,5 \cdot 10^3)}{500^2 + (12,5 \cdot 10^3)^2} = \\ &= \frac{16 \cdot 10^6 (500 - j 12,5 \cdot 10^3)}{156,5 \cdot 10^6} \cong 51 - j 1275 \end{aligned}$$

Sempre con riferimento alla fig. 18 si ha:

$$Z_t = Z_1 + Z_{12} = 6000 + j 8000 + 51 - j 1275 = 6051 + j 6725$$

per cui la corrente I_1 erogata dal generatore E_{eq} , vale:

$$I_1 = \frac{E_{eq}}{Z_t}$$

quindi:

$$I_{1M} = \frac{E_{eqM}}{Z_t} = \frac{30}{\sqrt{6051^2 + 6725^2}} = \frac{30}{9,04 \cdot 10^3} = 3,32 \text{ mA}$$

La potenza dissipata al secondario sulla R_3 è quella assorbita dalla parte reale R_{12} dell'impedenza Z_{12} , per cui si ha:

$$P_3 = \frac{R_{12} I_{1M}^2}{2} = \frac{51 \cdot (3,32 \cdot 10^{-3})^2}{2} \cong 0,28 \text{ mW}$$

ESERCIZIO N. 8.

Dati i circuiti risonanti accoppiati in fig. 19, sapendo che il generatore di f.e.m. E ha resistenza interna $R_i = 12 \Omega$, che la pulsazione

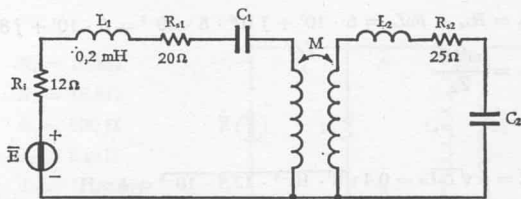


Figura 19.

di risonanza ω_0 è di 10^7 rad/sec, che il coefficiente di accoppiamento k , pari a quello critico k_c vale 0,02, che $L_1 = 0,2$ mH, $R_{s1} = 20 \Omega$ e $R_{s2} = 25 \Omega$, determinare gli altri elementi del circuito (C_1 ; L_2 ; C_2 ; M).

Sapendo inoltre che l'ampiezza della tensione E applicata al primario vale 8 V, calcolare la corrente nei due circuiti e le tensioni ai morsetti dei condensatori.

Soluzione:

Nel circuito primario si ha:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} = \frac{1}{10^{14} \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}} = 50 \text{ pF}$$

Coefficiente di risonanza:

$$Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{R_{t1}} = \frac{10^7 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}}{32} = 62,5$$

Essendo $k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$ si può ricavare il coefficiente di risonanza

Q_2 del circuito secondario. Risulta:

$$Q_2 = \frac{1}{Q_1 k_c^2} = \frac{1}{62,5 \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 40$$

da cui si ottiene:

$$L_2 = \frac{Q_2 R_{s2}}{\omega_0} = \frac{40 \cdot 25}{10^7} = 10^{-4} \text{ H} = 100 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} = \frac{1}{10^{14} \cdot 10^{-4}} = 10^{-10} \text{ F} = 100 \text{ pF}$$

$$M = k_c \sqrt{L_1 L_2} = 0,02 \sqrt{2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-4}} = 2,82 \text{ } \mu\text{H}$$

Essendo il coefficiente di accoppiamento pari a quello critico, risulta che l'impedenza del secondario riportata al primario in risonanza, è uguale a R_{t1} , quindi la corrente I_1 nel primario vale:

$$I_1 = \frac{V}{2 R_{t1}} = \frac{8}{2 \cdot 32} = 0,125 \text{ A}$$

Analogamente, l'impedenza del primario riportata al secondario, nelle condizioni considerate, vale R_{s2} , per cui si ha che la corrente secondaria I_2 vale:

$$I_2 = \frac{\omega_o M \frac{E}{R_{t1}}}{2 R_{s2}} = \frac{10^7 \cdot 2,82 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{8}{37}}{50} = 0,141 \text{ A}$$

Le tensioni ai capi dei condensatori risultano:

$$V_{c1} = \frac{I_1}{\omega_o C_1} = \frac{0,125}{10^7 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 250 \text{ V}$$

$$V_{c2} = \frac{I_2}{\omega_o C_2} = \frac{0,141}{10^7 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 141 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 9.

Nel circuito di fig. 20 si trovi la R_i , sapendo che la corrente che scorre nel primario è a 35° in ritardo rispetto alla f.e.m. applicata.

$$\begin{aligned} E &= 20 \text{ V} & L_2 &= 400 \text{ } \mu\text{H} \\ f &= 398 \text{ kHz} & M &= 4 \text{ } \mu\text{H} \\ L_1 &= 120 \text{ } \mu\text{H} & Q_{b2} &= 200 \\ Q_{b1} &= 100 & C_2 &= 400 \text{ pF} \end{aligned}$$

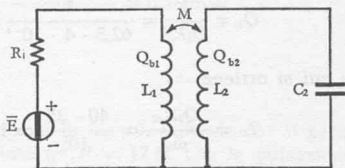


Figura 20.

Soluzione:

Si riporta l'impedenza del secondario al primario, dopo aver trovato la R_{s2} :

$$R_{s2} = \frac{\omega L_2}{Q_{b2}} = \frac{2\pi \cdot 398 \cdot 10^3 \cdot 400 \cdot 10^{-6}}{200} = 5 \Omega$$

$$\begin{aligned}
 Z_{12} &= \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = \\
 &= \frac{(2\pi \cdot 398 \cdot 10^3)^2 \cdot (4 \cdot 10^{-6})^2}{5 + j \left(2\pi \cdot 398 \cdot 10^3 \cdot 400 \cdot 10^{-6} - \frac{1}{2\pi \cdot 398 \cdot 10^3 \cdot 400 \cdot 10^{-12}} \right)} = \\
 &= 20 \Omega = R_{12}
 \end{aligned}$$

Si noti che il secondario ha come frequenza propria di risonanza la frequenza del generatore. Ci si riduce quindi al circuito di fig. 21, dove:

$$R_{s1} = \frac{\omega L_1}{Q_{b1}} = \frac{2\pi \cdot 398 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^{-6}}{100} = 3 \Omega$$

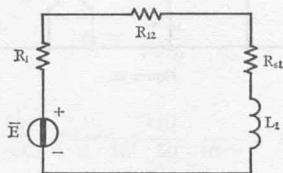


Figura 21.

Poiché si conosce l'angolo φ_1 tra I_1 e E , si può ricavare R_1 dalla relazione:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{tg} \varphi_1 &= \frac{\omega L_1}{R_1 + R_{12} + R_{s1}} \\
 0,7 &= \frac{2\pi \cdot 398 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^{-6}}{R_1 + 20 + 3} \\
 R_1 &= \frac{300 - 23 \cdot 0,7}{0,7} = 405 \Omega
 \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 10.

Il filtro di banda di fig. 22 lavora alla frequenza di risonanza $f_o = 3,18 \text{ MHz}$ e i circuiti sono accoppiati con coefficiente $k = k_c$.

Sapendo che i coefficienti di bontà delle bobine valgono: $Q_{b1} = 120$ e $Q_{b2} = 110$, che le capacità C_1 e C_2 sono di 50 pF e che la resistenza interna R_o del generatore di corrente è di 100 kΩ, determinare:

- 1) Il valore massimo I_{OM} della corrente del generatore d'ingresso, affinché l'ampiezza della tensione di uscita sia $V_{UM} = 5$ V e la potenza da esso erogata.
- 2) La banda passante del circuito.

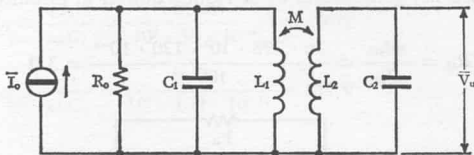


Figura 22.

Soluzione:

- 1) Dalla relazione, valida per $k = k_c$:

$$V_{UM} = \frac{I_{OM}\omega_o}{2} \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (1)$$

si può ricavare la I_{OM} una volta calcolati:

$$\omega_o = 2\pi f_o = 6,28 \cdot 3,18 \cdot 10^6 = 2 \cdot 10^7 \text{ rad/sec}$$

$$R_{p01} = \frac{Q_{b1}}{\omega_o C_1} = \frac{120}{2 \cdot 10^7 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 120 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p1} = \frac{R_o R_{p01}}{R_o + R_{p01}} = \frac{100 \cdot 120}{220} 10^3 = 54,5 \text{ k}\Omega$$

$$Q_1 = \omega_o C_1 R_{p1} = 2 \cdot 10^7 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \cdot 54,5 \cdot 10^3 = 54,5$$

$$Q_2 = Q_{b2} = 110$$

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{\omega_o^2 C_1} = \frac{1}{4 \cdot 10^{14} \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 50 \text{ }\mu\text{H}$$

Dalla (1) sostituendo i valori numerici si ha quindi:

$$5 = \frac{I_{OM} \cdot 2 \cdot 10^7}{2} \sqrt{50 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-6}} \sqrt{54,5 \cdot 110} = \frac{I_{OM}}{2} 10^3 \cdot 77,5$$

da cui:

$$I_{OM} = \frac{10}{77,5 \cdot 10^3} = 129 \mu\text{A}$$

Per trovare la potenza erogata dal generatore di corrente, basta pensare che essendo $k = k_c$ si ha il massimo trasferimento di potenza dal primario al secondario e quindi che la potenza P_2 assorbita dal secondario è la metà di quella erogata dal generatore.

E:

$$P_2 = \frac{V_{uM}^2}{2 R_{p2}}$$

dove:

$$R_{p2} = \frac{Q_{b2}}{\omega_o C_2} = \frac{110}{2 \cdot 10^7 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 110 \text{ k}\Omega$$

Quindi:

$$P_2 = \frac{5^2}{2 \cdot 110 \cdot 10^3} = 0,1135 \text{ mW}$$

La potenza P_g erogata dal generatore sarà quindi:

$$P_g = 2 P_2 = 2 \cdot 0,1135 \cdot 10^{-3} = 0,227 \text{ mW}$$

2) La banda passante risulta dalla relazione:

$$B = \frac{\sqrt{2} f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 3,18 \cdot 10^6}{\sqrt{54,5 \cdot 110}} = 58 \text{ kHz}$$

ESERCIZIO N. 11.

Nel circuito di fig. 23 si conoscono: $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$, $I_o = 25 \mu\text{A}$, $R_o = 83 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 20 \text{ pF}$, $L_1 = L_2 = 7,8 \mu\text{H}$ e $R_u = 200 \text{ k}\Omega$.

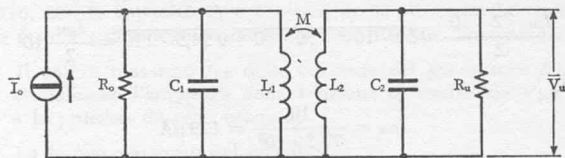


Figura 23.

Trovare la tensione di uscita V_u e la tensione V_1 ai capi della bobina primaria in condizioni di risonanza per $k = k_c$ e per $k = 1,5 k_c$.

Trovare infine la V_u per $k = 1,5 k_c$ quando la frequenza aumenta del 5 % rispetto al valore di risonanza. (Si supponga trascurabile la variazione dei coefficienti Q_1 e Q_2).

Soluzione:

1) La pulsazione di risonanza è:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{7,8 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-18}}} = 80 \text{ M rad/sec}$$

Per $k = k_c$ si può ricavare V_u dalla relazione:

$$V_u = \frac{\omega_o I_o}{2} \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2}$$

dove:

$$Q_1 = \frac{Q_{b1}}{1 + \frac{\omega_o L_1 Q_{b1}}{R_o}} = \frac{100}{1 + \frac{80 \cdot 10^6 \cdot 7,8 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{83 \cdot 10^3}} \cong 57$$

e:

$$Q_2 = \frac{Q_{b2}}{1 + \frac{\omega_o L_2 Q_{b2}}{R_u}} = \frac{100}{1 + \frac{80 \cdot 10^6 \cdot 7,8 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{200 \cdot 10^3}} \cong 76$$

Segue:

$$V_u = \frac{80 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 7,8 \cdot 10^{-6} \sqrt{57 \cdot 76}}{2} = 0,515 \text{ V}$$

La tensione ai capi del primario si può trovare considerando che per $k = k_c$ è:

$$Q_{c1} = \frac{Q_1}{2} = \frac{57}{2} = 28,5$$

e quindi:

$$V_1 = \omega_o I_o L_1 Q_{c1} = 80 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 7,8 \cdot 10^{-6} \cdot 28,5 \cong 0,445 \text{ V}$$

Per $k = 1,5 k_c$ basta considerare il fattore:

$$f\left(\frac{k}{k_c}\right) = \frac{2 k/k_c}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2} = \frac{2 \cdot 1,5}{1 + 1,5^2} = 0,924$$

per cui:

$$V_u' = V_u \cdot f\left(\frac{k}{k_c}\right) = 0,515 \cdot 0,924 \cong 0,475 \text{ V}$$

e al primario:

$$V_{1'} = \omega_o I_o L_1 Q_{c1}'$$

dove:

$$Q_{c1}' = \frac{Q_1}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2} = \frac{57}{1 + 1,5^2} \cong 17,5$$

quindi:

$$V_{1'} = 80 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 7,8 \cdot 10^{-6} \cdot 17,5 = 0,274 \text{ V}$$

2) Per uno spostamento della frequenza del generatore del 5 % conviene riportare tutto a secondario, dopo aver posto tutti gli ele-

menti del primario e del secondario in serie, applicando il teorema di Norton, come in fig. 24, in cui è:

$$\omega = \omega_o + \frac{5}{100} \omega_o = 84 \text{ M rad/sec}$$

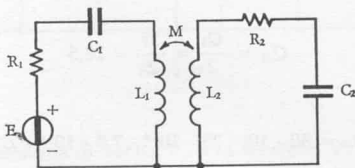


Figura 24.

$$R_1 = \frac{\omega L_1}{Q_1} = \frac{84 \cdot 10^6 \cdot 7,8 \cdot 10^{-6}}{57} = 11,5 \Omega$$

$$R_2 = \frac{\omega L_2}{Q_2} = \frac{84 \cdot 10^6 \cdot 7,8 \cdot 10^{-6}}{76} = 8,6 \Omega$$

$$E = I_o \cdot \frac{1}{\omega C_1} = \frac{25 \cdot 10^{-6}}{84 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 14,9 \text{ mV}$$

Riportando ora al secondario l'impedenza del primario:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = \\ &= 11,5 + j \left(84 \cdot 7,8 - \frac{1}{84 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \right) = 11,5 + j 60 \end{aligned}$$

si ha:

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1}$$

dove:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = 1,5 k_e \sqrt{L_1 L_2} = 1,5 \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{Q_1 Q_2}} =$$

$$= \frac{1,5 \cdot 7,8 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{57 \cdot 76}} = 0,178 \mu\text{H}$$

segue per Z_{21} :

$$Z_{21} = \frac{84^2 \cdot 10^{12} \cdot 0,178^2 \cdot 10^{-12}}{11,5 + j 60} = 0,685 - j 3,6$$

Il circuito secondario si può considerare costituito da un generatore di f.e.m.:

$$E_2 = \frac{\omega M E}{Z_1} = \frac{84 \cdot 10^6 \cdot 0,178 \cdot 10^{-6} \cdot 14,9 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{130 + 3600}} = 3,65 \text{ mV}$$

con in serie la Z_{21} e l'impedenza del secondario Z_2 . Risulta quindi:

$$I_2 = \frac{E_2}{|Z_2 + Z_{21}|} = \frac{3,65 \cdot 10^{-3}}{|8,6 + j 60 + 0,685 - j 3,6|} = 64 \mu\text{A}$$

e infine:

$$V_{u2} = \frac{I_2}{\omega C_2} = \frac{64 \cdot 10^{-6}}{84 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 38 \text{ mV}$$

ESERCIZIO N. 12.

Nel circuito di fig. 25 si calcoli il coefficiente di accoppiamento che permette il massimo trasferimento di potenza sulla R_u ed il valore adatto di quest'ultima.

$$\begin{aligned} E &= 500 \text{ V} \\ R_i &= 80 \text{ k}\Omega \\ \omega &= 10 \text{ M rad/sec} \\ L_1 &= L_2 = 300 \mu\text{H} \\ Q_{b1} &= Q_{b2} = 150 \\ C_1 &= 200 \text{ pF} \end{aligned}$$

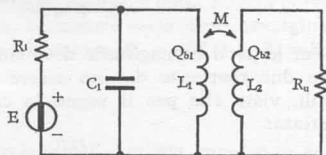


Figura 25.

Soluzione:

Conviene porre tutti gli elementi del primario in serie applicando il teorema di Thévenin ai capi della bobina di induttanza L_1 .

$$\begin{aligned} Z_{eq} &= \frac{\frac{R_i}{j\omega C_1}}{R_i + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{-j 80 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^3}{(80 - j 0,5) 10^3} = \\ &= \frac{-j 40 (80 + j 0,5) \cdot 10^3}{80^2 + 0,5^2} \cong \frac{(-j 80 + 0,5) \cdot 10^3}{160} = \\ &= -j 0,5 \cdot 10^3 + 3,12 \Omega \end{aligned}$$

La resistenza serie delle bobine vale:

$$R_{s2} = R_{s1} = \frac{\omega L_1}{Q_{b1}} = \frac{10^7 \cdot 300 \cdot 10^{-6}}{150} = 20 \Omega$$

L'impedenza del primario è quindi:

$$Z_1 = R_{eq} + R_{s1} + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{eq}} \right) = (23,12 + j 2,5 \cdot 10^3) \Omega$$

L'impedenza del secondario riportata al primario è:

$$Z_{12} = \frac{\omega^2 M^2}{R_{12}^2 + \omega^2 L_2^2} \cdot R_{12} - j \frac{\omega^2 M^2}{R_{12}^2 + \omega^2 L_2^2} \cdot \omega L_2$$

dove:

$$R_{12} = R_{s2} + R_u$$

Poiché deve sussistere l'uguaglianza tra le parti reali di Z_1 e Z_{12} si ha:

$$\frac{\omega^2 M^2}{R_{12}^2 + \omega^2 L_2^2} R_{12} = 23,12 \quad (1)$$

Per le parti immaginarie deve sussistere l'uguaglianza in modulo, ma le due reattanze devono essere di segno opposto. Segue per i moduli, visto che per il segno la condizione nel caso in esame è rispettata:

$$\frac{\omega^2 M^2}{R_{12}^2 + \omega^2 L_2^2} \cdot \omega L_2 = 2,5 \cdot 10^3 \quad (2)$$

Dividendo membro a membro la (1) e la (2):

$$\frac{\omega L_2}{R_{\Omega}} = \frac{2500}{23,12} \quad (3)$$

$$R_{\Omega} = \frac{10^7 \cdot 300 \cdot 10^{-6} \cdot 23,12}{2500} = 27,7 \, \Omega$$

Quindi si avrà per R_u :

$$R_u = R_{\Omega} - R_{s2} = 7,7 \, \Omega$$

Infine per k , essendo $L_1 = L_2 = L$, dalla (2) si ottiene:

$$\frac{\omega^2 k^2 L^2}{R_{\Omega}^2 + \omega^2 L^2} \cdot \omega L = 2500$$

E poiché $\omega^2 L^2 \gg R_{\Omega}^2$:

$$\omega k^2 L = 2500$$

$$k = \sqrt{\frac{2500}{3 \cdot 10^3}} = 0,91$$

ESERCIZIO N. 13.

Avendo un generatore di f.e.m. sinusoidale con valore massimo $E_M = 100 \, \text{V}$, frequenza $1000 \, \text{Hz}$ e resistenza interna $R_i = 5 \, \text{k}\Omega$ ed un utilizzatore che presenta una resistenza $R_u = 14 \, \Omega$, si vuol realizzare l'adattamento d'impedenza con un trasformatore.

Considerando, alla frequenza di $1000 \, \text{Hz}$, il trasformatore privo di flussi dispersi e di capacità parassite, si determini il valore del rapporto di trasformazione, la potenza assorbita dalla R_u e la corrente che scorre in essa, sapendo che le resistenze serie degli avvolgimenti primario e secondario sono rispettivamente $R_p = 400 \, \Omega$ e $R_s = 0,5 \, \Omega$.

Soluzione:

Si riporta in fig. 26 il circuito come si presenta, mentre in fig. 27 si è riportato il secondario al primario.

Per avere l'adattamento richiesto dovrà essere:

$$R_i + R_p + n^2 R_s = n^2 R_u \quad \text{dove} \quad n = \frac{N_1}{N_2}$$

(La resistenza $n^2 R_s$ deve essere conglobata nella resistenza interna del generatore. E però da notare che molto spesso R_p e $n^2 R_s$ sono trascurabili e allora si ha: $R_i = n^2 R_u$).

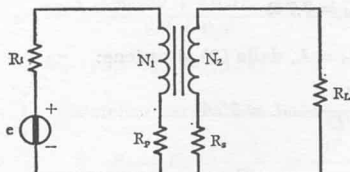


Figura 26.

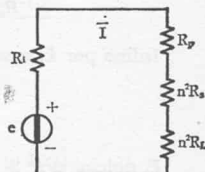


Figura 27.

segue per n :

$$n = \sqrt{\frac{R_i + R_p}{R_u - R_s}} = \sqrt{\frac{5 + 0,4}{14 - 0,5}} 10^3 = 20$$

La potenza assorbita dalla R_u è:

$$P_u = \frac{n^2 R_u I_M^2}{2}$$

dove:

$$\begin{aligned} I_M &= \frac{E_M}{R_i + R_p + n^2 (R_s + R_u)} = \frac{E_M}{2 (R_i + R_p + n^2 R_s)} = \\ &= \frac{100}{2 \cdot 5,6 \cdot 10^3} \cong 9 \text{ mA} \end{aligned}$$

quindi:

$$P_u = \frac{n^2 R_u I_M^2}{2} = \frac{400 \cdot 14 \cdot 9^2 \cdot 10^{-6}}{2} = 227 \text{ mW}$$

Infine per la corrente del secondario (valore efficace):

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_u}{R_u}} = \sqrt{\frac{227 \cdot 10^{-3}}{14}} \cong 0,127 \text{ A}$$

ESERCIZIO N. 14.

Un generatore di corrente avente $I_o = 0,1 \text{ mA}$ e $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ viene accoppiato ad un circuito risonante mediante collegamento con auto-trasformatore. Sono noti: la pulsazione di risonanza $\omega_o = 10^7 \text{ rad/sec}$; induttanza $L = 10^{-4} \text{ H}$ dell'intera bobina e la sua resistenza parallelo $R_{po} = 50 \text{ k}\Omega$.

Calcolare:

- 1) Il rapporto $n = (N_1 + N_2)/N_2$ che garantisce una banda passante $B = 39,75 \text{ kHz}$.
- 2) La capacità C .
- 3) La tensione di uscita alla risonanza, sia con il collegamento effettuato, sia accoppiando direttamente il generatore al circuito risonante. In quest'ultimo caso si verifichi quale sarebbe la banda passante.

Soluzione:

- 1) Il circuito si presenta come in fig. 28.

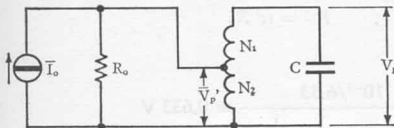


Figura 28.

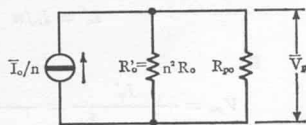


Figura 29.

Poiché sono noti la banda passante e la pulsazione di risonanza, si può ricavare il Q del circuito:

$$Q = \frac{f_o}{B} = \frac{\omega_o}{2\pi B} = \frac{10^7}{2 \cdot 3,14 \cdot 39,75 \cdot 10^3} \cong 40$$

Dalla relazione che lega il Q del circuito a quello della bobina, si risale alla resistenza R_o' del generatore vista ai morsetti dell'intera bobina:

$$Q = \frac{Q_b}{1 + R_{po}/R_o'}$$

dove:

$$Q_b = \frac{R_{po}}{\omega_o L} = \frac{50 \cdot 10^3}{10^7 \cdot 10^{-4}} = 50$$

Segue:

$$R_o' = \frac{QR_{po}}{Q_b - Q} = \frac{40 \cdot 50 \cdot 10^3}{50 - 40} = 200 \text{ k}\Omega$$

Si ottiene infine per il rapporto spire $n = (N_1 + N_2)/N_2$:

$$n = \sqrt{\frac{R_o'}{R_o}} = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3}} = 6,33$$

2) La capacità C dalla condizione di risonanza è:

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L} = \frac{1}{10^{14} \cdot 10^{-4}} = 100 \text{ pF}$$

3) Con il collegamento effettuato, la tensione di uscita alla risonanza si trova considerando il circuito equivalente di fig. 29, valido in condizioni di risonanza, in cui il generatore ha i parametri equivalenti:

$$I_o' = I_o/n \quad ; \quad R_o' = n^2 R_o$$

È:

$$V_{po} = \frac{I_o'}{\frac{1}{R_o'} + \frac{1}{R_{po}}} = \frac{10^{-4}/6,33}{\frac{1}{40 \cdot 5 \cdot 10^3} + \frac{1}{50 \cdot 10^3}} \cong 0,633 \text{ V}$$

Se si collegasse invece direttamente il generatore al circuito risonante, si avrebbe:

$$V'_{po} = \frac{I_o}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_{po}}} = \frac{10^{-4}}{\frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{50 \cdot 10^3}} = 0,455 \text{ V}$$

$$B' = \frac{f_o}{Q'} = \frac{\omega_o}{2\pi R'_p/\omega_o L}$$

dove:

$$R'_p = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_{po}}} = \frac{1}{\frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{50 \cdot 10^3}} = 4,55 \text{ k}\Omega$$

Segue:

$$B' = \frac{10^7}{6,28 \cdot 4,55 \cdot 10^3 / 10^7 \cdot 10^{-4}} = 350 \text{ kHz}$$

Si osserva quindi che, mentre la V'_{po} non differisce molto dalla V_{po} , la banda passante con accoppiamento diretto è molto maggiore di quella ottenuta col collegamento ad autotrasformatore e spesso inaccettabile.



ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Un circuito risonante serie risulta avere una banda passante $B = 10 \text{ kHz}$ e un coefficiente di risonanza $Q = 100$.

Sapendo che la resistenza serie del circuito è di 10Ω , calcolare il valore dell'induttanza L e della capacità C .

(Risposta: $L = 159 \mu\text{H}$; $C = 159 \text{ pF}$)

ESERCIZIO N. 2.

Nel circuito risonante di fig. 30, si trovi il valore della capacità C_1 , che realizza le condizioni di risonanza, la resistenza interna del generatore R_i e la tensione V_u , affinché il coefficiente Q del circuito sia 20.

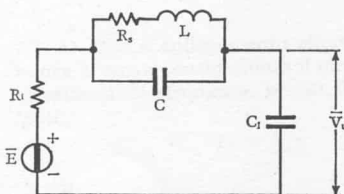


Figura 30.

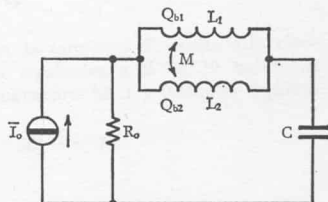


Figura 31.

$$E = 100 \text{ V}$$

$$C = 200 \text{ pF}$$

$$Q_b = 50$$

$$\omega_o = 1 \text{ M rad/sec}$$

$$L = 150 \mu\text{H}$$

(Risposta: $C_1 = 6250 \text{ pF}$; $V_u = 2000 \text{ V}$; $R_i = 4,6 \Omega$)

ESERCIZIO N. 3.

Nel circuito di fig. 31, si trovi il valore di M per cui il circuito entra in risonanza.

$$C = 50 \text{ pF}$$

$$R_o = 0,5 \text{ M}\Omega$$

$$Q_{b1} = Q_{b2}$$

$$L_1 = L_2 = 50 \text{ }\mu\text{H}$$

$$I_o = 3 \text{ mA}$$

$$f = 3,98 \text{ MHz}$$

$$(\text{Risposta: } M = 14 \text{ }\mu\text{H})$$

ESERCIZIO N. 4.

Un circuito risonante parallelo presenta in risonanza una tensione di 200 V ai suoi morsetti, quando è alimentato con una corrente di 10 mA. Sapendo che nella bobina, di induttanza $L = 100 \text{ }\mu\text{H}$, circola una corrente di 0,5 A, determinare la frequenza di risonanza f_o , la resistenza serie della bobina R_s , la capacità C del condensatore di accordo e la banda passante B del circuito risonante.

$$(\text{Risposta: } f_o = 636 \text{ kHz; } R_s = 8 \text{ }\Omega; C = 625 \text{ pF; } B = 12,72 \text{ kHz})$$

ESERCIZIO N. 5.

Un circuito risonante parallelo è costituito da una bobina di induttanza $L = 250 \text{ }\mu\text{H}$ e $Q_b = 50$ e da un condensatore privo di perdite di capacità $C = 200 \text{ pF}$. Volendo un Q complessivo del circuito pari a 30 e una tensione ai capi del condensatore di 210 V, si trovino i valori della corrente I_o del generatore e della sua resistenza interna.

$$(\text{Risposta: } I_o = 6,25 \text{ mA; } R_o = 85 \text{ k}\Omega)$$

ESERCIZIO N. 6.

Dato il circuito di fig. 32, determinare il valore dell'induttanza L e la frequenza di risonanza f_o , sapendo che il coefficiente di bontà della bobina Q_b vale 50.

Determinare inoltre la potenza dissipata nella resistenza serie della bobina, sapendo che il valore efficace della tensione E applicata al circuito vale 50 V.

(Risposta: $L = 20 \mu\text{H}$; $f_o = 1,59 \text{ MHz}$; $P = 100 \text{ W}$)

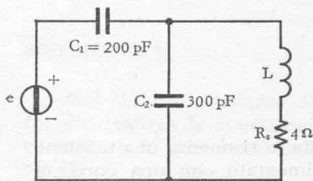


Figura 32.

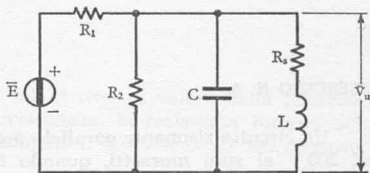


Figura 33.

ESERCIZIO N. 7.

Si trovi la tensione di uscita V_u del circuito di fig. 33, dopo aver determinato la capacità C alla risonanza. Collegando poi i morsetti di uscita con l'ingresso di un oscilloscopio, si calcoli la tensione che verrà misurata, considerando che l'impedenza d'ingresso dell'apparecchio è costituita da una resistenza di $500 \text{ k}\Omega$ con in parallelo una capacità di 50 pF .

$$E = 100 \text{ V}$$

$$Q_b = 50$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$L = 200 \mu\text{H}$$

$$R_2 = 40 \text{ k}\Omega$$

$$\omega_o = 5 \text{ M rad/sec.}$$

(Risposta: $C = 200 \text{ pF}$; $V_u = 69 \text{ V}$; $V_u' = 34,5 \text{ V} \angle -59^\circ 30'$)

ESERCIZIO N. 8.

Dato il circuito risonante in fig. 34, in cui la frequenza di risonanza f_o vale 159 kHz e la bobina di induttanza $L = 100 \mu\text{H}$ presenta un coefficiente di bontà $Q_b = 200$ per $f = f_o$, trovare il valore della resistenza R in modo che la larghezza di banda B del circuito risonante risulti di 1,59 kHz, tenendo presente che la resistenza interna R_i del generatore di tensione è di 3Ω .

Trovare inoltre il valore della capacità C e della massima tensione E_M applicabile al circuito sapendo che il condensatore è previsto per una tensione massima di 1000 V.

(Risposta: $R = 0,6 \Omega$; $C = 10.000 \text{ pF}$; $E_M = 60 \text{ V}$)

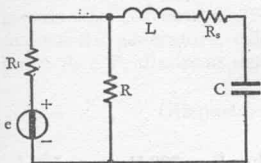


Figura 34

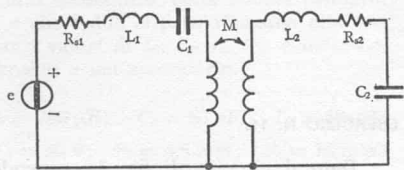


Figura 35.

ESERCIZIO N. 9.

Due circuiti risonanti serie accoppiati magneticamente sono accordati sulla stessa frequenza. Il primario è alimentato da un generatore avente una resistenza interna $R_i = 40 \Omega$; le due bobine hanno i valori $L_1 = 60 \mu\text{H}$, $R_{s1} = 20 \Omega$ e $L_2 = 40 \mu\text{H}$. Inoltre è $Q_1 = Q_2$.

Si calcoli la resistenza complessiva R_2 che deve avere il secondario e il coefficiente di accoppiamento k , affinché si abbia il massimo trasferimento di potenza e i valori della capacità C_1 e C_2 , sapendo che la pulsazione di risonanza ω_o è di $5 \cdot 10^7 \text{ rad/sec}$.

(Risposta: $R_2 = 40 \Omega$; $C_1 = 6,7 \text{ pF}$; $C_2 = 10 \text{ pF}$)

ESERCIZIO N. 10.

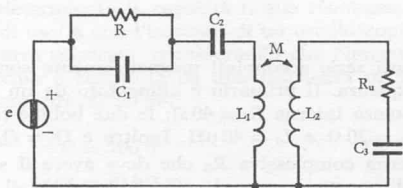
Dei circuiti risonanti accoppiati di fig. 35 si conoscono i seguenti dati: $C_1 = 400 \text{ pF}$, $R_{s1} = 10 \Omega$, $L_2 = 400 \mu\text{H}$, coefficiente di risonanza del circuito secondario $Q_2 = 32$ e coefficiente di accoppiamento $k = = k_c$.

Sapendo inoltre che la tensione ai morsetti di C_1 vale 250 V , quando al primario è applicata una tensione di 10 V , calcolare i valori di L_1 , C_2 , R_{s2} , M e della corrente nel circuito secondario in condizioni di risonanza.

(Risposta: $L_1 = 100 \mu\text{H}$; $C_2 = 100 \text{ pF}$; $R_{s2} = 62,5 \Omega$; $M = 5 \mu\text{H}$;
 $I_2 = 0,2 \text{ A}$)

ESERCIZIO N. 11.

Dato il circuito di fig. 36, sapendo che $E = 200 \text{ V}$; $\omega = 500 \text{ k rad/sec}$ e $M = 0,4 \text{ mH}$, calcolare la tensione V_{C2} (in modulo) ai capi del condensatore C_2 .



$R = 10 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 200 \text{ pF}$
 $C_2 = 1000 \text{ pF}$
 $L_1 = 2 \text{ mH}$
 $L_2 = 1 \text{ mH}$
 $R_u = 40 \Omega$
 $C_3 = 3773 \text{ pF}$

Figura 36.

(Risposta: $V_{C2} = 50,6 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 12.

Dati i circuiti risonanti accoppiati in fig. 37, in cui:

$$\begin{aligned} I_o &= 0,1 \sin 10^7 t \text{ [A]} \\ R_o &= 30 \, \Omega \\ Q_{b1} &= Q_{b2} = 200 \\ C_2 &= 200 \text{ pF} \\ k &= 2 k_c \end{aligned}$$

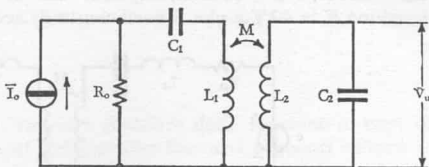


Figura 37.

sapendo che in assenza di circuito secondario, nella bobina primaria circola una corrente di 75 mA e che i due circuiti risonano alla frequenza del generatore, calcolare i valori di L_1 , C_1 , L_2 , V_{c2} e delle potenze P_1 e P_2 dissipate nel primario e nel secondario.

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } L_1 &= 200 \, \mu\text{H}; \quad C_1 = 50 \text{ pF}; \quad L_2 = 50 \, \mu\text{H}; \\ V_{c2} &= 60 \text{ V}; \quad P_1 = 4,5 \text{ mW}; \quad P_2 = 18 \text{ mW}) \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 13.

Nel circuito di fig. 38 si trovi alla risonanza la tensione ai capi del condensatore C_1 , essendo il coefficiente di accoppiamento $k = 2,5 k_c$.

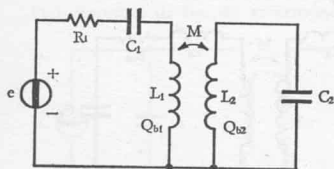


Figura 38.

$$\begin{aligned} L_1 &= L_2 = 100 \, \mu\text{H} \\ Q_{b1} &= Q_{b2} = 50 \\ \omega_o &= 10 \text{ M rad/sec} \\ E &= 100 \text{ V} \\ R_i &= 20 \, \Omega \end{aligned}$$

$$\text{(Risposta: } V_{c1} = 345 \text{ V)}$$

ESERCIZIO N. 14.

Dati i circuiti risonanti accoppiati in fig. 39, in cui $L_1 = 1 \text{ mH}$, $R_{s1} = 200 \Omega$, $R_{s2} = 31,25 \Omega$, sapendo che al primario è applicata una tensione $E = 40 \text{ V}$ e che il coefficiente di accoppiamento, pari a quello

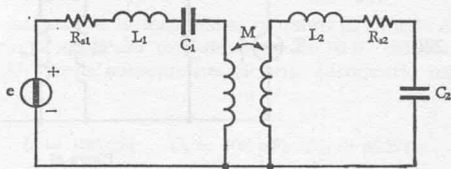


Figura 39.

critico vale $k_c = 0,05$, calcolare i valori di C_1 , C_2 , L_2 , del coefficiente di risonanza del secondario Q_2 , delle correnti I_1 e I_2 nei due circuiti e della tensione V_{c2} ai capi del condensatore C_2 , nel caso che si lavori alla pulsazione di risonanza dei circuiti $\omega_0 = 5 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}$.

$$\begin{aligned} \text{(Risposta: } C_1 &= 40 \text{ pF; } C_2 = 400 \text{ pF; } L_2 = 100 \mu\text{H;} \\ Q_2 &= 16; \quad I_1 = 0,1 \text{ A; } I_2 = 0,252 \text{ A; } V_{c2} = 126 \text{ V)} \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 15.

Dati i circuiti risonanti accoppiati di fig. 40 in cui $k = k_c = 0,02$, $Q_2 = 100$, $L_1 = 100 \mu\text{H}$, $C_2 = 100 \text{ pF}$, sapendo che la corrente nella

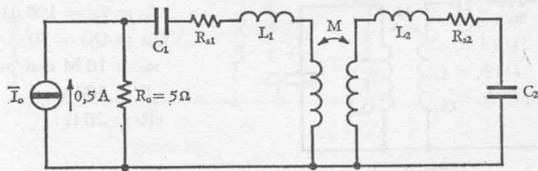


Figura 40.

bobina del primario è di 125 mA, calcolare la pulsazione di risonanza ω_o , la resistenza serie R_{s1} della bobina del primario, la capacità C_1 , l'induttanza L_2 e la sua resistenza serie R_{s2} .

(Risposta: $\omega_o = 2,5 \cdot 10^6$ rad/sec; $R_{s1} = 5 \Omega$;

$C_1 = 1600$ pF; $L_2 = 1,6$ mH; $R_{s2} = 40 \Omega$)

ESERCIZIO N. 16.

Nel circuito di fig. 41, ricavare il valore della tensione ai capi di R_u sapendo che gli elementi del circuito hanno i seguenti valori:

$$I_o = 27 \text{ mA}$$

$$R_o = 50 \text{ k}\Omega$$

$$C = 200 \text{ pF}$$

$$L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$$

$$Q_{b1} = 150$$

$$Q_{b2} = 180$$

$$R_u = 30 \text{ k}\Omega$$

$$\omega = 1 \text{ M rad/sec}$$

$$k = 0,01$$

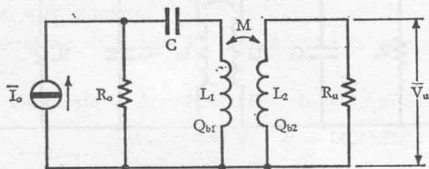


Figura 41.

(Risposta: $V_u = 269$ mV)

ESERCIZIO N. 17.

Del circuito di fig. 42 si conoscono i seguenti dati:

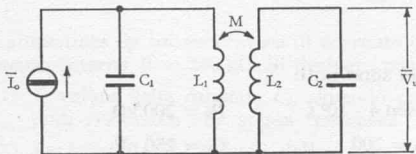


Figura 42.

$$\omega_o = 8 \text{ M rad/sec}$$

$$I_o = 10 \mu\text{A}$$

$$C_1 = 120 \text{ pF}$$

$$C_2 = 200 \text{ pF}$$

La corrente che scorre nell'induttanza, alla risonanza e per $k = 0,0112$, è $I_{L1} = 400 \mu\text{A}$. Si trovino i valori delle induttanze e dei coefficienti di bontà dei circuiti, nonché la tensione di uscita V_u , sempre nelle condizioni sopra dette.

(Risposta: $L_1 = 130 \mu\text{H}$; $L_2 = 78 \mu\text{H}$; $Q_1 = 80$; $Q_2 = 100$; $V_u \cong 0,36 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 18.

Nel circuito di fig. 43, in assenza di secondario la corrente che scorre nella resistenza R_o è $I_{Ro} = 0,08 \text{ mA}$, mentre il generatore eroga una $I_o = 0,32 \text{ mA}$. Si conoscono poi: $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$, $L_1 = L_2 = 50 \mu\text{H}$ e $\omega_o = 20 \text{ M rad/sec}$.

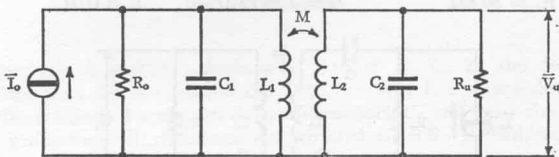


Figura 43.

Quando il secondario è accoppiato al primario con $k = 1,6 k_c$ e alla risonanza, la tensione di uscita è $V_u = 10 \text{ V}$. Si determinino tutti gli elementi del circuito incogniti.

(Risposta: $C_1 = C_2 = 50 \text{ pF}$; $R_o = 300 \text{ k}\Omega$; $R_u = 185 \text{ k}\Omega$)

ESERCIZIO N. 19.

Nel circuito di fig. 44 sono noti:

$$\begin{aligned} e &= 20 \sin 4 \cdot 10^6 t & R_i &= 200 \text{ k}\Omega \\ Q_{b1} &= Q_{b2} = 200 & C_1 &= 250 \text{ pF} \\ R_u &= 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

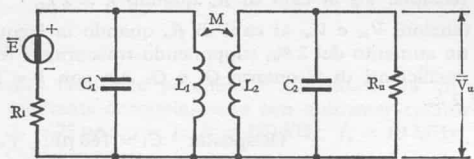


Figura 44.

Sapendo che con coefficiente di accoppiamento $k = k_c$, alla risonanza e in assenza della resistenza di carico R_u , si ottiene in uscita una tensione $V_u = 10 \text{ V}$, calcolare, restando sempre alla risonanza:

- 1) Gli altri elementi del circuito (L_1 ; L_2 ; C_2).
- 2) La tensione di uscita V_{u1} e la banda passante B , nel caso di $k = k_c$ e R_u inserita.
- 3) La tensione di uscita V_{u2} per $k = 1,5 k_c$ sempre con R_u inserita.

(Risposta: $L_1 = 0,25 \text{ mH}$; $L_2 = 0,5 \text{ mH}$; $C_2 = 125 \text{ pF}$;
 $V_{u1} = 4,47 \text{ V}$; $B = 14,2 \text{ kHz}$; $V_{u2} = 4,13 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 20.

Il circuito di fig. 43 è costituito dai seguenti elementi:

$$C_1 = 200 \text{ pF}$$

$$R_u = 200 \text{ k}\Omega$$

$$L_1 = 200 \text{ }\mu\text{H}$$

$$Q_{b1} = 250$$

$$L_2 = 250 \text{ }\mu\text{H}$$

$$Q_{b2} = 160$$

ed è alimentato da un generatore di corrente che eroga $0,2 \text{ mA}$ ed ha resistenza interna $R_i = 250 \text{ k}\Omega$. Si desidera conoscere:

- 1) Il valore della capacità C_2 , sapendo che i due circuiti accoppiati risuonano alla stessa frequenza.
- 2) La tensione V_{u1} ai capi della resistenza R_u quando il coefficiente di accoppiamento è $k = k_c$.

- 3) La tensione V_{u2} ai capi di R_u quando $k = 2 k_c$.
- 4) Le tensioni V_{u3} e V_{u4} ai capi di R_u quando la frequenza subisce un aumento del 2 %, supponendo trascurabili le variazioni dei coefficienti di risonanza Q_1 e Q_2 , sia con $k = k_c$ che con $k = 2 k_c$.

(Risposta: $C_2 = 160 \text{ pF}$; $V_{u1} \cong 11,2 \text{ V}$;

$V_{u2} \cong 9 \text{ V}$; $V_{u3} = 1,35 \text{ V}$; $V_{u4} = 3,22 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 21.

Si vuol realizzare un adattamento d'impedenza tra un generatore di f.e.m. 100 V e di resistenza interna $R_i = 20 \text{ k}\Omega$ e un utilizzatore di resistenza $R_u = 50 \Omega$ adoperando un trasformatore.

Supponendo questo ideale, si calcoli il rapporto spire $n = \frac{N_1}{N_2}$, le correnti I_1 del primario e I_2 del secondario.

(Risposta: $n = 20$; $I_1 = 2,5 \text{ mA}$; $I_2 = 50 \text{ mA}$)

ESERCIZIO N. 22.

Si dispone di un utilizzatore che offre una resistenza di 5Ω . Il generatore che deve alimentarlo ha una f.e.m. $E = 100 \text{ V}$ ed una resistenza interna $R_i = 2,5 \text{ k}\Omega$.

Tra i due elementi s'interpone un trasformatore avente i seguenti dati a 1000 Hz:

Resistenza del primario $R_p = 600 \Omega$.

Resistenza del secondario $R_s = 0,5 \Omega$.

Rapporto spire $n = \frac{N_1}{N_2} = 25$.

Si calcoli la differenza tra la potenza massima che si avrebbe in R_u con un adattamento perfetto e un trasformatore ideale e quella che si ha con gli elementi a disposizione.

(Risposta: $P = 0,265 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 23.

Un circuito risonante parallelo è alimentato da un generatore di corrente mediante accoppiamento con autotrasformatore (fig. 28). Sono noti: $I_o = 25 \mu\text{A}$; $n = 7$; $B = 180 \text{ kHz}$; $f_o = 10 \text{ MHz}$; $Q_b = 70$ e $L = 20 \mu\text{H}$. Calcolare:

- 1) La resistenza R_o del generatore.
- 2) La tensione di uscita alla risonanza, sia nel caso dell'accoppiamento proposto, che in quello di alimentazione diretta del circuito risonante mediante il generatore.
- 3) La banda passante in quest'ultimo caso.

(Risposta: $R_o = 6,87 \text{ k}\Omega$; $V_{po} = 0,245 \text{ V}$; $V'_{po} = 0,16 \text{ V}$;
 $B' = 1,96 \text{ MHz}$).

ESERCIZIO N. 24.

Si vuole adattare mediante autotrasformatore un circuito risonante ad un generatore di corrente avente $I_o = 12 \mu\text{A}$ e $R_o = 8 \text{ k}\Omega$ in modo che il coefficiente di bontà del circuito sia $Q = 35$. Conoscendo $f_o = 470 \text{ kHz}$, $Q_b = 50$ e $C = 200 \text{ pF}$, si determinino l'induttanza L , il rapporto di trasformazione n e la tensione di uscita alla risonanza.

(Risposta: $L = 575 \mu\text{H}$; $n \cong 5,07$; $V_{po} \cong 0,146 \text{ V}$)

CAPITOLO OTTAVO

AMPLIFICATORI SELETTIVI

Generalità.

Lo studio degli amplificatori selettivi si riconduce a quello dei circuiti risonanti e accoppiati. Infatti nel circuito differenziale equivalente l'elemento attivo (FET o transistor) può essere rappresentato da un generatore di corrente o di tensione con resistenza interna, che ha come carico un circuito selettivo.

Nel presente capitolo si adottano le stesse notazioni introdotte nei capitoli che precedono.

Si possono distinguere i seguenti casi:

a) Amplificatore selettivo a FET a semplice accordo.

Lo schema è rappresentato in fig. 1 e il suo circuito differenziale equivalente in fig. 2.

Gli stadi sono accoppiati a RC e la capacità di accoppiamento C_a è normalmente di reattanza trascurabile alla frequenza di lavoro f_o che è quella di risonanza del circuito.

E:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_t}} \quad \text{dove:} \quad C_t = C + C_{ds} + C_i$$

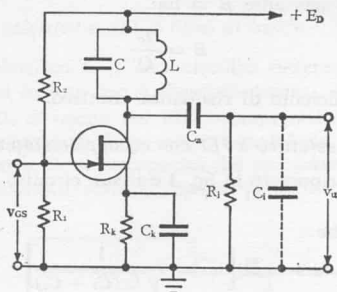


Figura 1.

L'amplificazione (sempre per $f = f_o$) risulta:

$$A_o = g_m R_p = \omega_o g_m Q L$$

dove:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_o L}$$

e R_p è il parallelo fra r_d , R_{po} e R_i , essendo:

$$R_{po} = \omega_o L Q_b = \frac{\omega_o^2 L^2}{R_s}$$

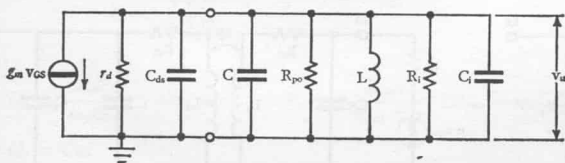


Figura 2.

Per la banda passante B si ha:

$$B = \frac{f_o}{Q}$$

essendo Q il coefficiente di risonanza effettivo.

b) Amplificatore selettivo a FET con accoppiamento a trasformatore.

Lo schema è riportato in fig. 3 e il suo circuito differenziale equivalente in fig. 4.

Nell'ipotesi che:

$$r_d \gg \omega_o L_1 \left[\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_2(C_2 + C_1)}} \right]$$

e che l'effetto di C_{ds} sia trascurabile è:

$$A_o \cong \omega_o g_m M Q$$

dove:

$$Q \cong Q_{b2} \quad ; \quad B \cong \frac{f_o}{Q}$$

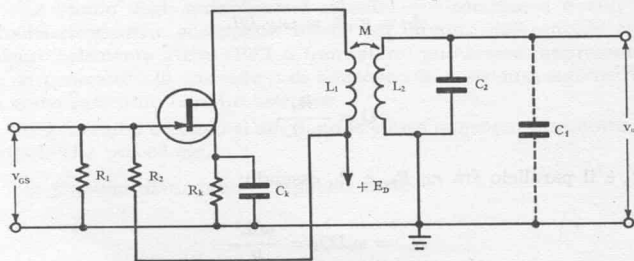


Figura 3.

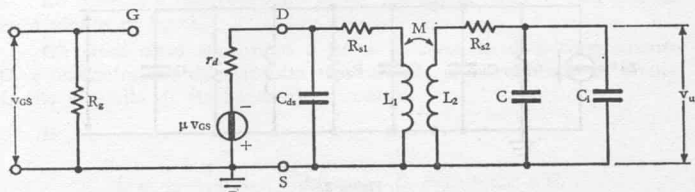


Figura 4.

c) Amplificatore selettivo a FET a filtro di banda.

Lo schema elettrico e il suo circuito differenziale equivalente sono rappresentati in figg. 5 e 6 rispettivamente.

La capacità C_u di uscita del FET, comprendente la capacità C_d e quella dei collegamenti, deve essere conglobata nella capacità di accordo del primario, C_1 nella capacità del secondario e i due circuiti risonanti sono accordati sulla frequenza f_o di lavoro.

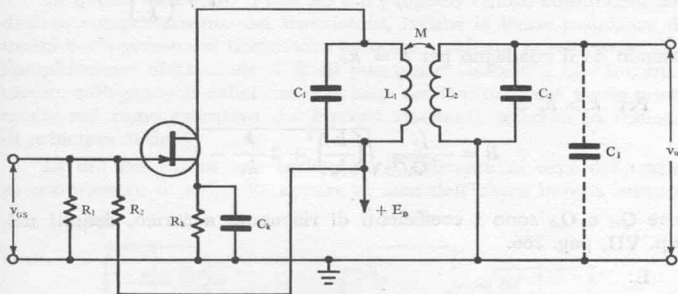


Figura 5.

Valgono le seguenti relazioni:

Per $k = k_c$:

$$A_o = \frac{g_m \omega_o}{2} \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{g_m \omega_o}{2} M_c Q_1 Q_2$$

$$B = \frac{\sqrt{2} f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

dove:

$$Q_1 = \frac{R_{p1}}{\omega_o L_1} \quad \text{essendo:} \quad R_{p1} = \frac{R_{p01} r_d}{R_{p01} + r_d} \quad (R_{p01} = \omega_o L_1 Q_{b1})$$

$$Q_2 = Q_{b2}$$

$$M_c = k_c \sqrt{L_1 L_2} \quad \text{essendo:} \quad k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

È da notare che è anche:

$$Q_1 = \frac{Q_{b1}}{1 + \frac{R_{po}}{r_d}}$$

Per $k \neq k_c$:

$$A'_0 = g_m \omega_o M Q_1 Q_2 = g_m \omega_o M Q_{c1} Q_2 = A_0 \frac{2 \frac{k}{k_c}}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2}$$

essendo A_0 il guadagno per $k = k_c$.

Per $k > k_c$ è:

$$B = \frac{f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{\left(\frac{k}{k_c}\right)^2 + 2 \frac{k}{k_c} - 1}$$

dove Q_{c1} e Q_{c2} sono i coefficienti di risonanza a carico, definiti nel Cap. VII, pag. 266.

È:

$$Q_{c1} = \frac{Q_1}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2} \quad \text{e} \quad Q_{c2} = \frac{Q_2}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2}$$

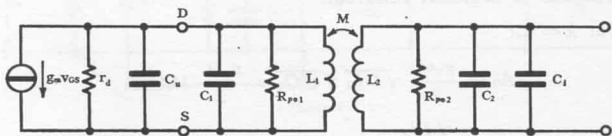


Figura 6.

Normalmente per ottenere una curva di risposta più piatta entro la banda passante, si realizza l'accoppiamento in modo che k sia leggermente maggiore del coefficiente di accoppiamento critico k_c .

Negli amplificatori selettivi, occorre impiegare FET aventi basso valore della capacità C_{gd} , la quale, per effetto *Miller*, dà luogo ad una impedenza d'ingresso, che nel caso di carico induttivo può avere una

componente resistiva negativa. I JFET e i MOS costruiti per alte frequenze hanno di solito valori di C_{gd} trascurabili.

d) Amplificatori selettivi a transistori.

Risultano valide le considerazioni fatte a proposito degli amplificatori a tubi, per quanto riguarda i circuiti risonanti e i tipi di accoppiamento.

In questo caso però il calcolo e il progetto risulta complicato dal diverso comportamento del transistor. Infatti le basse resistenze di uscita e d'ingresso del transistor tendono a ridurre la selettività dell'amplificatore abbassando il Q . Si può porre rimedio a tale inconveniente, collegando il collettore e la base del transistor a prese intermedie nel ramo induttivo dei circuiti risonanti secondo lo schema di principio di fig. 7.

In tali condizioni una resistenza R collegata ai capi del tratto avente numero di spire N_1 , appare ai capi dell'intera bobina aumen-

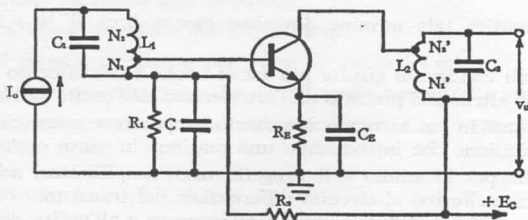


Figura 7.

tata nel rapporto $\left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2$, supponendo che il coefficiente di accoppiamento fra le spire sia $k = 1$.

Inoltre per effetto dei parametri $r_{b'e}$ e $C_{b'e}$ del circuito equivalente a π del transistor, si ha una reazione fra circuito di uscita e circuito d'ingresso, per cui in certe circostanze l'amplificatore può dar luogo a innesco di oscillazioni. Lo studio di tale fenomeno risulta

semplificato se si considera il circuito equivalente del transistor con parametri $\bar{Y}$, come in fig. 8.

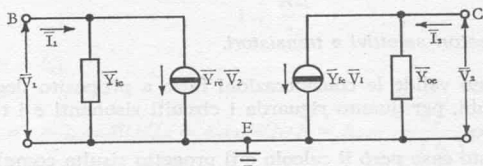


Figura 8.

Si può dimostrare, che se G_1 e G_2 sono le conduttanze dei circuiti all'ingresso e all'uscita del transistor, la stabilità è assicurata se:

$$|\bar{Y}_{fe}\bar{Y}_{re}| \ll G_1 G_2$$

In pratica tale termine dovrebbe essere circa il 10 ÷ 20 % di $G_1 G_2$.

In tali condizioni risulta più facile anche l'allineamento dei circuiti, reso altrimenti precario dall'interferenza dell'uscita sull'ingresso.

Nei casi in cui si renda necessario, si possono usare circuiti di neutralizzazione che introducono una reazione in senso opposto.

Anche per lo studio e il progetto degli amplificatori selettivi è conveniente riferirsi al circuito differenziale del transistor con parametri $\bar{Y}$, poiché i circuiti risonanti all'ingresso e all'uscita del transistor sono sempre di tipo parallelo.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Un amplificatore di tensione selettivo a circuito di *drain* accordato con accoppiamento a *RC* è realizzato secondo lo schema di fig. 1, con un FET di cui sono dati: $V_{DSO} = 8 \text{ V}$; $I_{DO} = 4,5 \text{ mA}$; $V_{GSO} = -2 \text{ V}$; $V_{GO} = -2,5 \text{ V}$; $g_m = 3 \text{ mA/V}$; $r_d = 60 \text{ k}\Omega$; $C_{ds} = 2 \text{ pF}$; $C_i = 10 \text{ pF}$.

Sapendo che la resistenza d'ingresso R_i allo stadio seguente è di $400 \text{ k}\Omega$ e volendo un coefficiente di risonanza effettivo del circuito $Q = 40$ e una capacità del condensatore di accordo (supposto privo di perdite) $C = 100 \text{ pF}$, si determinino:

- 1) Gli elementi di polarizzazione per una frequenza di lavoro $f = 1,59 \text{ MHz}$.
- 2) Gli elementi della bobina del circuito anodico (L , R_s).
- 3) L'amplificazione alla risonanza.
- 4) La banda passante dell'amplificatore.
- 5) Il segnale d'ingresso per avere in uscita $0,3 \text{ mV}$.
- 6) La corrente alternata che circola nella bobina alla risonanza.
- 7) La corrente che circola nel condensatore C alla risonanza.

Soluzione:

Dallo schema di fig. 1 si ha:

$$1) \quad R_k = \frac{V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{V_{GO} - V_{GSO}}{I_{DO}} = \frac{2,5 - (-2)}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$X_{Ck} = \frac{1}{10} R_k = 100 \Omega$$

$$C_k = \frac{1}{\omega_o X_{Ck}} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,59 \cdot 10^6 \cdot 100} = 1000 \text{ pF}$$

$$E_D \cong V_{DSO} + V_{SO} = 8 + 4,5 = 12,5 \text{ V}$$

Fissando $R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_{GO}}{E_D} = \frac{2,5}{12,5} = 0,2$$

da cui:

$$R_1 = 0,2 (R_1 + R_2) = 0,2 \cdot 10^6 = 200 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 10^6 - 200 \cdot 10^3 = 800 \text{ k}\Omega$$

2) Dalla relazione:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_t}}$$

dove:

$$C_t = C + C_{ds} + C_i = (100 + 2 + 10) 10^{-12} = 112 \text{ pF}$$

si ricava:

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C_t} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1,59 \cdot 10^6)^2 \cdot 112 \cdot 10^{-12}} \cong 89,3 \text{ }\mu\text{H}$$

La resistenza parallelo che tiene conto di tutte le perdite del circuito è data da:

$$R_p = \omega_o L Q = 10^7 \cdot 89,3 \cdot 10^{-6} \cdot 40 = 35,72 \text{ k}\Omega$$

In fig. 2 è riportato il circuito differenziale, in cui la capacità C_s viene considerata un cortocircuito.

Si ha:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_{po}} + \frac{1}{R_i} ; \quad \frac{1}{R_{po}} = \frac{1}{R_p} - \frac{1}{r_d} - \frac{1}{R_i} =$$

$$= (28 - 16,67 - 2,5) 10^{-6} = 8,83 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

e quindi:

$$R_{po} = 113,25 \text{ k}\Omega ; \quad Q_b = \frac{R_{po}}{\omega_o L} = \frac{113,25 \cdot 10^3}{10^7 \cdot 89,3 \cdot 10^{-6}} = 126,8$$

$$R_s = \frac{\omega_o^2 L^2}{R_{po}} = \frac{R_{po}}{Q_b^2} = \frac{113,25 \cdot 10^3}{126,8^2} = 7,04 \text{ }\Omega$$

- 3) L'amplificazione alla risonanza è:

$$A_o = g_m R_p = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 35,72 \cdot 10^3 = 107$$

- 4) Per il calcolo della banda passante occorre tener presente il Q effettivo del circuito:

$$B = \frac{f_o}{Q} = \frac{1,59 \cdot 10^6}{40} = 39,75 \text{ kHz}$$

- 5) Il segnale d'ingresso ha un'ampiezza:

$$V_{GSM} = \frac{V_{uM}}{A_o} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{107} = 28 \mu\text{V}$$

- 6) La corrente alternata che attraversa la bobina è:

$$I_{LM} = \frac{V_{uM}}{\sqrt{R_s^2 + \omega_o^2 L^2}} = \frac{0,3 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{7,04^2 + 10^{14} \cdot 89,3^2 \cdot 10^{-12}}} \cong \\ \cong 0,336 \mu\text{A}$$

- 7) La corrente nel condensatore C , in modulo, vale:

$$I_{CM} = \omega_o C V_{uM} = 10^7 \cdot 10^{-10} \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} = 0,3 \mu\text{A}$$

Si noti che la corrente nel condensatore è minore di quella della bobina e la differenza $0,036 \mu\text{A}$ viene assorbita dalle capacità parassite.

ESERCIZIO N. 2.

Un amplificatore di tensione selettivo a circuito di *drain* accordato con accoppiamento a RC, è realizzato con un JFET secondo lo schema di fig.1. Sono noti: $I_{DO} = 4 \text{ mA}$; $V_{GSO} = -2 \text{ V}$; $V_{GO} = 2 \text{ V}$; $g_m = 4 \text{ mA/V}$; $r_d = 40 \text{ k}\Omega$; $C_{ds} = 2 \text{ pF}$; $C_{gs} = 1 \text{ pF}$; C_{dg} trascurabile; $R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$; $C_i = 3 \text{ pF}$; $R_i = 0,5 \text{ M}\Omega$; $f_o = 10 \text{ MHz}$; $L = 12 \mu\text{H}$; $Q_b = 88,5$ e la tensione di alimentazione $E_D = 30 \text{ V}$.

Si determinino:

- 1) Gli elementi del circuito di polarizzazione.
- 2) La capacità C del condensatore di accordo.
- 3) L'ampiezza del segnale di uscita quando in ingresso è $V_{GSM} = 12 \mu V$.
- 4) La banda passante dell'amplificatore.

Soluzione:

1) È:

$$V_{SO} = -V_{GSO} + V_{GO} = 2 + 2 = 4 \text{ V}$$

$$R_k = \frac{V_{SO}}{I_{DO}} = \frac{4}{4 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Ponendo $X_{Ck} = \frac{1}{100} R_k$ si ha per C_k :

$$C_k = \frac{100}{2\pi f_o R_k} = \frac{100}{6,28 \cdot 10^7 \cdot 10^3} = 1600 \text{ pF}$$

Considerando ora il partitore resistivo $R_1 - R_2$, si ha:

$$V_{GO} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D$$

da cui:

$$R_1 = \frac{V_{GO}}{E_D} (R_1 + R_2) = \frac{4}{30} 10^6 = 133 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = (1000 - 133) 10^3 = 867 \text{ k}\Omega$$

2) Dalla relazione:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_t}}$$

si ricava:

$$C_t = \frac{1}{\omega_o^2 L} = \frac{1}{(6,28 \cdot 10^7)^2 \cdot 12 \cdot 10^{-6}} \cong 21 \text{ pF}$$

da cui:

$$C = C_t - (C_i + C_{ds}) = [21 - (3 + 2)] \cdot 10^{-12} = 16 \text{ pF}$$

3) Il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore è riportato in fig. 2. La resistenza differenziale R_{po} della bobina è:

$$R_{po} = \omega_o L Q_b = 6,28 \cdot 10^7 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 88,5 \cong 66,5 \text{ k}\Omega$$

Segue per R_p :

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_{po}} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_i}} = \frac{1}{\frac{1}{66,5 \cdot 10^3} + \frac{1}{40 \cdot 10^3} + \frac{1}{0,5 \cdot 10^6}} =$$

$$= 23,8 \text{ k}\Omega$$

L'amplificazione alla risonanza è data da:

$$A_o = g_m R_p = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 23,8 \cdot 10^3 = 95,5$$

e la tensione di uscita:

$$V_{uM} = A_o V_{GSM} = 95,5 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cong 1,15 \text{ mV}$$

4) Per determinare la banda passante, occorre trovare il coefficiente effettivo Q dell'amplificatore:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_o L} = \frac{23,8 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10^7 \cdot 12 \cdot 10^{-6}} = 31,7$$

$$B = \frac{f_o}{Q} = \frac{10^7}{31,7} = 315 \text{ kHz}$$

ESERCIZIO N. 3.

Nel circuito di fig. 9 tutti i circuiti risonanti sono accordati sulla frequenza del generatore d'ingresso e gli accoppiamenti sono realizzati con $k = 1,2 k_c$.

Si conoscono: $f_o = 1 \text{ MHz}$, $L_1 = L_2 = 200 \mu\text{H}$, $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$, $L_3 = L_4 = 100 \mu\text{H}$, $Q_{b3} = Q_{b4} = 120$ e $g_m = 2,5 \text{ mA/V}$.

Desiderando ottenere una banda passante complessiva $B = 30,72 \text{ kHz}$, con bande passanti identiche sia per il circuito d'ingresso, che per quello di uscita, dopo aver disegnato il circuito differenziale completo, si determinino:

- 1) L'ampiezza della corrente del generatore I_o e la sua resistenza interna R_o , affinché all'uscita dell'amplificatore l'ampiezza della tensione sia di $0,73 \text{ V}$.
- 2) La resistenza differenziale del FET r_d e la resistenza di utilizzazione R_u volendo che il loro rapporto sia $r_d/R_u = 1$.

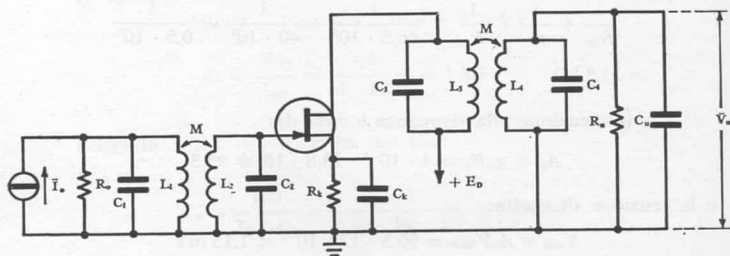


Figura 9.

Soluzione:

Il circuito differenziale completo è riportato in fig. 10.

- 1) Essendo le singole bande dei circuiti d'ingresso e di uscita uguali, il loro valore è dato da:

$$B_1 = B_2 = \frac{B}{0,8} = \frac{30,72 \cdot 10^3}{0,8} = 38,4 \text{ kHz}$$

L'espressione della banda passante per $k > k_c$ è:

$$B_1 = \frac{f_o}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{\left(\frac{k}{k_c}\right)^2 - 1 + 2 \frac{k}{k_c}}$$

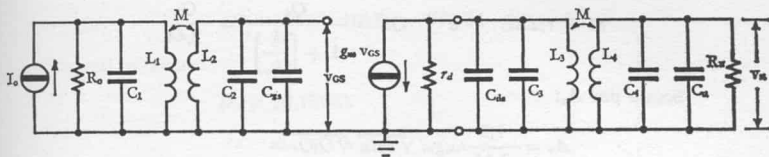


Figura 10.

Da questa relazione si può trovare il coefficiente di risonanza effettivo Q_1 del primo circuito risonante (infatti $Q_2 = Q_{b2}$):

$$Q_1 = \frac{f_o^2}{B_1^2 Q_2} \left[\left(\frac{k}{k_c} \right)^2 - 1 + \frac{k}{k_c} \right] = \frac{10^{12} \cdot 2,84}{38,4^2 \cdot 10^6 \cdot 100} = 19,26$$

Ora si ricava la resistenza parallelo della bobina di induttanza L_1 :

$$R_{pol} = \omega_o L_1 Q_{b1} = 6,28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cong 125 \text{ k}\Omega$$

Dalla relazione:

$$Q_1 = \frac{R_{pol} \cdot R_o}{(R_{pol} + R_o) \cdot \omega_o L_1}$$

si avrà:

$$R_o = \frac{\omega_o L_1 Q_1 R_{pol}}{R_{pol} - \omega_o L_1 Q_1} = \frac{6,28 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 19,26 \cdot 125 \cdot 10^3}{125 \cdot 10^3 - 6,28 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 19,26} = 30 \text{ k}\Omega$$

Con lo stesso ragionamento si può dedurre, essendo le bande richieste uguali, il prodotto $Q_3 Q_4$:

$$Q_3 Q_4 = \frac{f_o^2}{B_2^2} \left[\left(\frac{k}{k_c} \right)^2 - 1 + 2 \frac{k}{k_c} \right] = \frac{10^{12} \cdot 2,84}{38,4^2 \cdot 10^6} = 1926$$

Ora l'amplificazione del FET è:

$$A_o = \omega_o g_m M Q_3 Q_{4c}$$

dove:

$$M = 1,2 M_c \quad \text{e} \quad Q_{4c} = \frac{Q_4}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2} = \frac{Q_4}{2,44}$$

Segue per A_o :

$$\begin{aligned} A_o &= \frac{1,2}{2,44} \omega_o g_m \sqrt{L_3 L_4} \sqrt{Q_3 Q_4} = \\ &= \frac{1,2 \cdot 6,28 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{-6} \sqrt{1926}}{2,44} \cong 34 \end{aligned}$$

Il segnale d'ingresso al FET vale, sempre in ampiezza:

$$V_{GS} = \frac{V_u}{A_o} = \frac{0,730}{34} = 21,47 \text{ mV}$$

Per il circuito d'ingresso si ha:

$$V_{GS} = \omega_o I_o M Q_1 Q_{2c}$$

con:

$$M = 1,2 M_c \quad \text{e} \quad Q_{2c} = \frac{Q_2}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2} = \frac{Q_2}{2,44}$$

Si può perciò ricavare I_o :

$$I_o = \frac{2,44 V_{GS}}{1,2 \omega_o \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_2}} = \frac{2,44 \cdot 21,47 \cdot 10^{-3}}{1,2 \cdot 6,28 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 43,89} \cong 0,79 \mu\text{A}$$

2) Poiché:

$$Q_3 = \frac{Q_{b3}}{1 + \frac{R_{po3}}{r_d}} \quad ; \quad Q_4 = \frac{Q_{b4}}{1 + \frac{R_{po4}}{R_u}}$$

conoscendo il prodotto $Q_3 Q_4 = 1926$ e dovendo essere:

$$\frac{Q_{b3}}{1 + \frac{R_{po3}}{r_d}} \cdot \frac{Q_{b4}}{1 + \frac{R_{po4}}{R_u}} = Q_3 Q_4 \quad ; \quad \frac{r_d}{R_u} = 1$$

sostituendo i termini noti e risolvendo rispetto a R_u si ottiene:

$$R_u^2 - 23,27 \cdot 10^3 R_u - 876,84 \cdot 10^6 = 0$$

da cui si ricava:

$$R_u \cong 20,18 \text{ k}\Omega$$

$$r_d = R_u = 20,18 \text{ k}\Omega$$

ESERCIZIO N. 4.

Un amplificatore selettivo con accoppiamento a trasformatore è realizzato con un FET, avente $g_m = 4 \text{ mA/V}$ e $r_d = 100 \text{ k}\Omega$. La frequenza di lavoro è $f_o = 1 \text{ MHz}$, il segnale d'ingresso all'amplificatore ha un'ampiezza di 1 mV , le bobine del trasformatore, hanno rispettivamente i valori $L_1 = 400 \mu\text{H}$, $L_2 = 200 \mu\text{H}$ con $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$ e il fattore di accoppiamento è $k = 0,25$. Si trovino le ampiezze del segnale di uscita alle frequenze di 1 MHz e di 1050 kHz .

Soluzione:

1) Il circuito differenziale completo è riportato in fig. 4.

La capacità C_{ds} è senz'altro trascurabile e si indica la somma $C + C_i$, che partecipa all'accordo, con C_2 . Riportando tutto a primario, dopo aver trovato M , R_{s1} e R_{s2} .

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = 0,25 \sqrt{4 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 71 \mu\text{H}$$

$$R_{s2} = \frac{\omega_o L_2}{Q_{b2}} = \frac{6,28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{100} = 12,56 \Omega$$

$$R_{s1} = \frac{\omega_o L_1}{Q_{b1}} = \frac{6,28 \cdot 10^6 \cdot 400 \cdot 10^{-6}}{100} \cong 25 \Omega$$

$$R_{12} = \frac{\omega_o^2 M^2}{R_{s2}} = \frac{39,5 \cdot 10^{12} \cdot 0,5 \cdot 10^{-8}}{12,56} = 15,7 \text{ k}\Omega$$

Il circuito si riduce come in fig. 11.

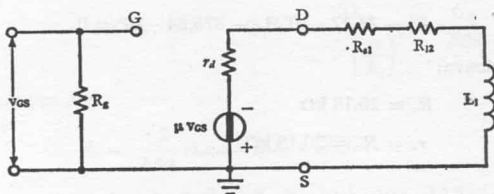


Figura 11.

La corrente che circola nel primario è quindi:

$$I_1 = \frac{g_m r_d V_{GSM}}{r_d + R_{s1} + R_{s2} + jX_1} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}{(100 + 15,7) \cdot 10^3 + j 2520}$$

Considerando trascurabile la reattanza X_1 :

$$I_{1M} = 3,46 \mu A$$

La f.e.m. E_2 indotta nel secondario vale:

$$E_2 = -j\omega_o M I_1$$

Si può perciò ridurre tutto ad un secondario in cui agisce E_2 e l'impedenza è data dalla sola R_{s2} , essendo il circuito alla risonanza:

$$-j\omega_o M I_1 = R_{s2} I_2$$

da cui si ricava I_2 in modulo:

$$I_{2M} = \frac{\omega_o M I_{1M}}{R_{s2}} = \frac{2\pi \cdot 10^6 \cdot 3,46 \cdot 10^{-6} \cdot 0,71 \cdot 10^{-4}}{12,56} \cong 0,122 \text{ mA}$$

Infine la tensione V_u , sempre in modulo è:

$$V_{uM} = I_{2M} / \omega_o C_2 = \omega_o L_2 I_{2M} = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 0,122 \cdot 10^{-3} \cong 0,154 \text{ V}$$

La capacità C_2 è:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o^2 L_2} = \frac{1}{39,5 \cdot 10^{12} \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 125 \text{ pF}$$

È da notare che applicando la relazione approssimata:

$$V_{uM} = V_{GSM} \omega_o G_m Q_2 M$$

si ottiene un risultato poco diverso. Infatti si ha:

$$V_{GSM} \omega_o G_m M Q_2 = 10^{-3} \cdot 6,28 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 71 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 0,178 \text{ V}$$

2) Si abbia ora la frequenza di 1050 kHz. L'impedenza riportata al primario è:

$$R'_{12} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot R_2 = \frac{(2\pi \cdot 1050 \cdot 10^3)^2 (0,71 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 13,2}{13,2^2 + 110^2} \cong 290 \Omega$$

essendo ora:

$$R_2 = \frac{\omega L_2}{Q_{b2}} = \frac{2\pi \cdot 1050 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-4}}{100} = 13,2 \Omega$$

e:

$$X_2 = \omega L_2 - 1/\omega C = 110 \Omega$$

$$\begin{aligned} X'_{12} &= -\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot X_2 = -\frac{(2\pi \cdot 1050 \cdot 10^3)^2 (0,71 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 110}{13,2^2 + 110^2} \cong \\ &\cong -2410 \Omega \end{aligned}$$

La corrente del primario è quindi (fig. 12):

$$I'_1 = \frac{\mu V_{GS}}{r_d + R'_{12} + jX_1 - jX'_{12}} \cong \frac{400 \cdot 10^{-2}}{100 \cdot 10^3 + j230}$$

da cui:

$$I'_{1M} \cong 4 \mu\text{A}$$

Nel secondario agisce una E'_2 , che in modulo vale:

$$E'_{2M} = \omega M I'_{1M} = 6,28 \cdot 1050 \cdot 10^3 \cdot 0,71 \cdot 10^{-4} \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cong 1,88 \text{ mA}$$

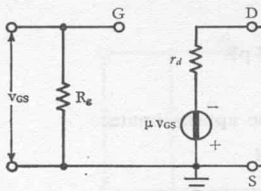


Figura 12.

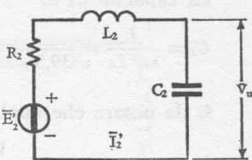


Figura 13.

La corrente I_2' nel secondario che circola per effetto della E_2' (fig. 13), vale in modulo:

$$I'_{2M} = \frac{E'_{2M}}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} = \frac{1,88 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{13,2^2 + 110^2}} \approx 17 \mu\text{A}$$

e la tensione di uscita V_u , sempre in modulo, vale:

$$V_{uM} = X_{C2} \cdot I'_{2M} = \frac{17 \cdot 10^{-6}}{2\pi \cdot 1050 \cdot 10^3 \cdot 125 \cdot 10^{-12}} \approx 20,6 \text{ mV}$$

ESERCIZIO N. 5.

Di un amplificatore selettivo a filtro di banda realizzato con FET sono dati: $g_m = 5 \text{ mA/V}$; $r_d = 40 \text{ k}\Omega$; $L_1 = L_2 = 200 \mu\text{H}$, $Q_{b1} = Q_{b2} = 120$; $\omega_o = 8 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}$.

Si trovino:

- 1) L'amplificazione quando ambedue i circuiti risonanti sono accordati sulla f_o e accoppiati con $k = k_c$.
- 2) L'amplificazione sempre all'accordo, ma con $k = 2 k_c$.
- 3) L'amplificazione per $\omega = 8050 \cdot 10^3 \text{ rad/sec}$ e con $k = 2 k_c$, in modulo e fase.

Soluzione:

Il circuito differenziale è riportato in fig. 14, dove in C_1 e C_2 sono conglobate le capacità parassite.

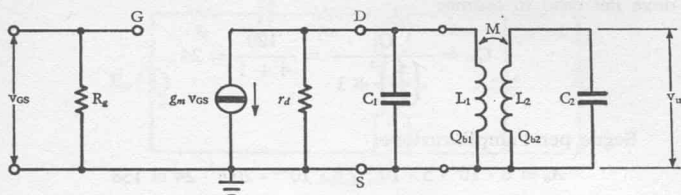


Figura 14.

1) Si ricava la resistenza parallelo della bobina del primario per determinare il coefficiente di risonanza effettivo del primario Q_1 :

$$R_{po} = \omega_o L_1 Q_{b1} = 8 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 120 = 192 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p1} = \frac{r_d R_{po}}{r_d + R_{po}} = \frac{40 \cdot 10^3 \cdot 192 \cdot 10^3}{40 \cdot 10^3 + 192 \cdot 10^3} \cong 33 \text{ k}\Omega$$

$$Q_1 = \frac{R_{p1}}{\omega_o L_1} = \frac{33 \cdot 10^3}{8 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 20,6$$

Il coefficiente di accoppiamento critico vale:

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_{b2}}} = \frac{1}{\sqrt{20,6 \cdot 120}} \cong 0,02$$

Si può quindi trovare il coefficiente di mutua induzione:

$$M_c = k_c \sqrt{L_1 L_2} = 0,02 \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 4 \mu\text{H}$$

L'amplificazione in questo caso particolare è data dalla relazione:

$$\begin{aligned} A_o &= \frac{g_m \omega_o \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_1 Q_{b2}}}{2} = \\ &= \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{20,6 \cdot 120}}{2} \cong 200 \end{aligned}$$

2) Per $k = 2 k_c$ e sempre alla risonanza vale la relazione:

$$A_o = \omega_o g_m M Q_1 Q_{b2}$$

dove nel caso in esame:

$$Q_{2c} = \frac{Q_2}{\left(\frac{k}{k_c}\right)^2 + 1} = \frac{120}{4 + 1} = 24$$

Segue per l'amplificazione:

$$A_o = 8 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 20,6 \cdot 24 \cong 158$$

essendo:

$$M = 2 M_c = 8 \mu\text{H}.$$

3) Le capacità di accordo C_1 e C_2 valgono:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega_o^2 L_1} = \frac{1}{64 \cdot 10^{12} \cdot 2 \cdot 10^{-4}} \cong 78 \text{ pF}$$

Le reattanze delle bobine e dei condensatori alla pulsazione $\omega = 8050 \cdot 10^3 \text{ rad/sec}$, risultano:

$$X_L = \omega L = 8050 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 1610 \Omega$$

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{8050 \cdot 10^3 \cdot 78 \cdot 10^{-12}} = 1590 \Omega$$

Applicando il teorema di Thèvenin tra i punti A e B del circuito di fig. 14, tenendo presente che $r_d \gg X_c$, si ha:

$$E_{eq} \cong -j g_m V_{GS} X_c = -j 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1590 V_{GS} = -j 7,95 V_{GS}$$

La Z_{eq} (sempre perché $r_d \gg X_c$) è composta da una capacità pari circa a C_1 e da una resistenza R_s che vale:

$$R_s = \frac{1}{\omega^2 C_1^2 r_d} = \frac{1}{65 \cdot 10^{12} \cdot 78^2 \cdot 10^{-24} \cdot 40 \cdot 10^3} = 63,2 \Omega$$

Inoltre la resistenza serie delle bobine è:

$$R_{s1} = R_{s2} = \frac{\omega L_1}{Q_{b1}} = \frac{8050 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{120} = 13,4 \Omega$$

Il circuito di fig. 14, risulta allora equivalente a quello di fig. 15.

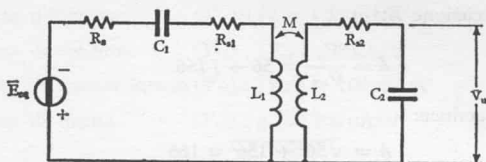


Figura 15.

Riportando tutto al secondario si avrà:

$$E_2 = -j\omega M \frac{E_{eq}}{Z_1} = -j 8050 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{-j 7,95 V_{GS}}{76,6 + j 20} =$$

$$= (-6,25 + j 1,63) V_{GS}$$

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1} = \frac{8050^2 \cdot 10^6 \cdot 64 \cdot 10^{-12}}{76,6 + j 20} = 51 - j 13,3 \Omega$$

Si ottiene così il circuito riportato in fig. 16.

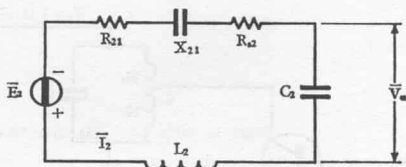


Figura 16.

La corrente del circuito è:

$$I_2 = \frac{E_2}{R_{21} + R_{s2} - jX_{21} + jX_{2L} - jX_{2c}} =$$

$$= \frac{(-6,25 + j 1,63) V_{GS}}{51 + 13,4 - j 13,3 + j 1610 - j 1590} \cong (-98 + j 35,2) \cdot 10^{-3} V_{GS}$$

La tensione ai capi di C_2 vale:

$$V_u = -j I_2 \cdot \frac{1}{\omega C_2} = -j (-98 + j 35,2) \cdot 10^{-3} \cdot 1590 V_{GS} =$$

$$= (j 156 + 56) V_{GS}$$

e l'amplificazione $\bar{A}$:

$$\bar{A} = \frac{V_u}{V_{GS}} = 56 + j 156$$

da cui si deduce:

$$A = \sqrt{56^2 + 156^2} = 166$$

$$\varphi = \left| \frac{V_u}{V_{GS}} \right| = \arctg \frac{156}{56} \cong 70^\circ$$

Si noti che l'amplificazione è maggiore in questo caso che in condizioni di risonanza, perché essendo $k = 2 k_c$, la curva di risposta presenta una insellatura in corrispondenza di f_o .

ESERCIZIO N. 6.

Un amplificatore selettivo ad uno stadio a semplice accordo viene realizzato con un transistor secondo lo schema di fig. 17.

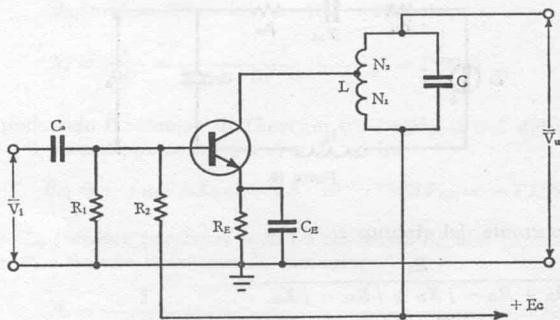


Figura 17.

In condizioni di riposo il transistor funziona con: $V_{CE0} = 5 \text{ V}$; $I_{CO} = 5 \text{ mA}$; $V_{BE0} = 0,62 \text{ V}$; $I_{BO} = 50 \mu\text{A}$ e nell'intorno di tale punto il circuito equivalente con parametri Y presenta i seguenti valori:

- ammettenza d'ingresso $(Y_{ie}) : g_{ie} = 1,25 \text{ mA/V} \quad ; \quad C_{ie} = 70 \text{ pF}$
 ammettenza di reazione $(Y_{re}) : |Y_{re}| = 5 \text{ } \mu\text{A/V}$
 ammettenza di trasferimento $(Y_{fe}) : |Y_{fe}| = 100 \text{ mA/V}$
 ammettenza di uscita $(Y_{oe}) : g_{oe} = 100 \text{ } \mu\text{A/V} \quad ; \quad C_{oe} = 5 \text{ pF}$

Il segnale da amplificare risulta di frequenza $f_o = 450 \text{ kHz}$ e si vuole ottenere una banda passante $B = 10 \text{ kHz}$ con un'amplificazione $A_o = v_c/v_B = 500$ (con uscita non caricata).

Fissando la presa sulla bobina di induttanza L , in modo che $N_2/N_1 = 3$ e una tensione di alimentazione $E_c = 6 \text{ V}$, si determinino:

- 1) I valori delle resistenze di polarizzazione $R_1 - R_2$ e del gruppo di stabilizzazione termica $R_E - C_E$, sapendo che la batteria di alimentazione eroga una corrente di $5,5 \text{ mA}$.
- 2) I valori di L e C del circuito risonante.
- 3) Il fattore di bontà Q_b della bobina necessario per avere la banda passante desiderata.
- 4) La tensione di uscita v_u nel caso che v_i abbia ampiezza $V_{im} = 0,1 \text{ mV}$.

Soluzione:

- 1) Dall'esame del circuito si ha:

$$E_c = V_{EO} + V_{CEO}$$

(l'induttanza a riposo si comporta come un cortocircuito)

da cui:

$$V_{EO} = E_c - V_{CEO} = 6 - 5 = 1 \text{ V}$$

e poiché:

$$I_{EO} = -I_{CO} - I_{BO} = -(5 \cdot 10^{-3} + 50 \cdot 10^{-6}) = -5,05 \text{ mA}$$

risulta:

$$R_E = -\frac{V_{EO}}{I_{EO}} = \frac{1}{5,05 \cdot 10^{-3}} = 198 \text{ } \Omega$$

Fissando $X_{CE} = \frac{1}{100} R_E$, si ha:

$$C_E = \frac{100}{2\pi f_o R_E} = \frac{100}{6,28 \cdot 450 \cdot 10^3 \cdot 198} \cong 0,18 \mu\text{F}$$

Per quanto riguarda il circuito di polarizzazione, si può osservare che la tensione V_{BO} fra base e massa vale:

$$V_{BO} = V_{EO} + V_{BEO} = 1 + 0,62 = -1,62 \text{ V}$$

mentre la corrente I_{R1} nella resistenza R_1 è legata a quella della R_2 , dalla relazione:

$$I_{R1} + I_{BO} = I_{R2}$$

Sostituendo i valori numerici si ha:

$$I_{R1} = 0,5 \cdot 10^{-3} - 0,05 \cdot 10^{-3} = 0,45 \text{ mA}$$

(Essendo $I_{R2} = I_o - I_{CO} = 5,5 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-3} = 0,5 \text{ mA}$, dove $I_o = 5,5 \text{ mA}$ è la corrente erogata dalla batteria).

Segue:

$$R_1 = \frac{V_{BO}}{I_{R1}} = \frac{1,62}{0,45 \cdot 10^{-3}} = 3,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{E_C - V_{BO}}{I_{R2}} = \frac{6 - 1,62}{0,5 \cdot 10^{-3}} \cong 8,8 \text{ k}\Omega$$

2) Alla frequenza f_o , il carico del transistor è puramente resistivo e il circuito equivalente si presenterà come in fig. 18 dove con G'_{po} si è indicata la conduttanza del circuito risonante ($G'_{po} = 1/R'_{po}$) vista all'uscita del transistor.

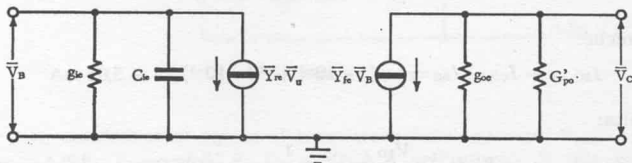


Figura 18.

Trascurando l'effetto di Y_{re} , dal circuito di fig. 18 si ha:

$$v_c = - \frac{|Y_{fe}| v_B}{g_{oe} + G'_{po}}$$

quindi, in modulo:

$$A_o = \frac{v_c}{v_B} = - \frac{|Y_{fe}|}{g_{oe} + G'_{po}}$$

da cui:

$$G'_{po} = \frac{|Y_{fe}|}{A_o} - g_{oe} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{500} - 100 \cdot 10^{-6} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

Inoltre il coefficiente di risonanza effettivo Q del circuito deve essere:

$$Q = \frac{f_o}{B} = \frac{450 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 45$$

Nel caso che il collettore del transistor non fosse connesso ad un punto intermedio della bobina, ma direttamente al morsetto di uscita, il circuito risonante dovrebbe essere formato da una bobina di induttanza L' , tale che:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_o L'}$$

dove:

$$R_p = \frac{1}{g_{oe} + G'_{po}} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^3 \Omega$$

cioè:

$$L' = \frac{R_p}{Q \omega_o} = \frac{5 \cdot 10^3}{45 \cdot 6,28 \cdot 450 \cdot 10^3} = 39,4 \mu\text{H}$$

e da una capacità:

$$C_i' = \frac{1}{\omega_o^2 L'} = \frac{1}{(6,28 \cdot 450 \cdot 10^3)^2 \cdot 39,4 \cdot 10^{-6}} = 3175 \text{ pF}$$

che comprende anche la capacità C_{oe} di uscita del transistor, per cui sarà:

$$C' = C_i' - C_{oe} = (3175 - 5) \cdot 10^{-12} = 3170 \text{ pF}$$

Poiché però il collettore del transistor è collegato ad una presa intermedia della bobina, in modo tale che $N_2/N_1 = 3$, l'induttanza complessiva L sarà:

$$L = L' \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 = 39,4 \cdot 10^{-6} \cdot 4^2 = 0,63 \text{ mH}$$

e la capacità:

$$C = C' / \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 = \frac{3170 \cdot 10^{-12}}{16} \approx 198 \text{ pF}$$

3) La resistenza R_{po} del circuito risonante si otterrà dalla relazione:

$$R_{po} = R'_{po} \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2$$

dove:

$$R'_{po} = \frac{1}{G'_{po}} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ k}\Omega$$

quindi:

$$R_{po} = 10^4 \cdot 4^2 = 160 \text{ k}\Omega$$

e di conseguenza:

$$Q_b = \frac{R_{po}}{\omega_o L} = \frac{160 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 450 \cdot 10^3 \cdot 0,63 \cdot 10^{-3}} = 90$$

che risulta uguale a quello che avrebbe avuto la bobina di induttanza L' .

4) La tensione di uscita v_u è legata a v_i dalla relazione:

$$v_u = v_c \frac{N_2 + N_1}{N_1}$$

e quindi:

$$V_{uM} = V_{iM} \cdot A_o \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right) = 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 4 = 0,2 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 7.

L'amplificatore selettivo di fig. 19 fa uso di un transistor funzionante a riposo con:

$$V_{CEO} = 8 \text{ V}; \quad I_{CO} = 2,5 \text{ mA}; \quad V_{BEO} = 0,6 \text{ V}; \quad I_{BO} = 20 \mu\text{A}$$

e avente nell'intorno del punto di funzionamento in corrispondenza della frequenza di lavoro $f_o = 600 \text{ kHz}$, i seguenti parametri Y :

$$Y_{ie}: \quad g_{ie} = 0,5 \text{ mA}; \quad C_{ie} = 15 \text{ pF}$$

$$Y_{re}: \quad |Y_{re}| = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

$$Y_{fe}: \quad |Y_{fe}| = 60 \text{ mA/V}$$

$$Y_{oe}: \quad g_{oe} = 15 \mu\text{A/V}; \quad C_{oe} = 2 \text{ pF}$$

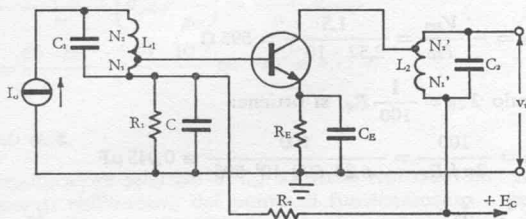


Figura 19.

Sono noti inoltre: $L_1 = L_2 = 16 \mu\text{H}$; $Q_{b1} = Q_{b2} = 100$; il rapporto $n = (N_1 + N_2)/N_1 = 5$; la corrente nella resistenza R_1 , $I_{R1} = 0,44 \text{ mA}$ e il valore efficace della corrente erogata dal generatore $I_o = 1,2 \mu\text{A}$.

Desiderando una $V_{EO} = 1,5 \text{ V}$, calcolare:

- 1) Tutti gli elementi che compaiono nell'amplificatore.
- 2) Il valore efficace della tensione V_u di uscita.

Soluzione:

1) Poiché la caduta di tensione sulla bobina in continua è trascurabile, si ha per l'alimentazione:

$$E_C = V_{CEO} + V_{EO} = 8 + 1,5 = 9,5 \text{ V}$$

Per il calcolo del partitore R_1, R_2 è:

$$V_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = 0,6 + 1,5 = 2,1 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{V_{BO}}{I_{R1}} = \frac{2,1}{0,44 \cdot 10^{-3}} \cong 4,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{E_C - V_{BO}}{I_{R1} + I_{BO}} = \frac{9,5 - 2,1}{(0,44 + 0,02) 10^{-3}} \cong 16 \text{ k}\Omega$$

Essendo:

$$I_{EO} = -I_{CO} - I_{BO} = -(2,5 + 0,02) \cdot 10^{-3} = -2,52 \text{ mA}$$

segue per R_E :

$$R_E = -\frac{V_{EO}}{I_{EO}} = \frac{1,5}{2,52 \cdot 10^{-3}} = 595 \Omega$$

Ponendo $X_{CE} = \frac{1}{100} R_E$, si ottiene:

$$C_E = \frac{100}{2\pi f_o R_E} = \frac{100}{6,28 \cdot 600 \cdot 10^3 \cdot 595} \cong 0,045 \mu\text{F}$$

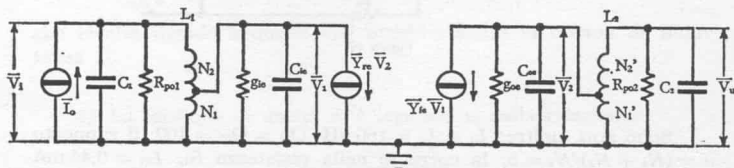


Figura 20.

In fig. 20 è riportato il circuito differenziale equivalente dell'amplificatore. Le capacità $C_{1t} = C_{2t}$ che partecipano all'accordo dei due circuiti risonanti valgono:

$$C_{1t} = C_{2t} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 L_1} = \frac{1}{39,5 \cdot 0,36 \cdot 10^{12} \cdot 160 \cdot 10^{-6}} = 440 \text{ pF}$$

L'influenza di C_{ie} e C_{oe} è praticamente trascurabile, essendo:

$$C_{ie}/n^2 = 15/25 = 0,6 \text{ pF}$$

$$C_{oe}/n^2 = 2/25 = 0,08 \text{ pF}$$

pertanto sarà:

$$C_1 = C_2 = C_{1t} = C_{2t}$$

3) Per la tensione V_u di uscita, con riferimento al circuito differenziale di fig. 20 e trascurando il generatore $Y_{re}V_2$, si ha, ricordando che è:

$$R_{po1} = R_{po2} = \omega_o L_1 Q_b = 2\pi \cdot 600 \cdot 10^3 \cdot 160 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cong 60 \text{ k}\Omega$$

$$V_1 = \frac{I_o}{n} \left(R_{po1} \parallel \frac{n^2}{g_{ie}} \right) = \frac{1,2 \cdot 10^{-6}}{5} \cdot \frac{60 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3}{(60 + 50) \cdot 10^3} = 6,54 \text{ mV}$$

$$\begin{aligned} V_u &= \frac{|Y_{fe}| V_1}{n} \left(R_{po2} \parallel \frac{n^2}{g_{oe}} \right) = \frac{Y_{fe} V_1}{n} R_{po} = \\ &= \frac{60 \cdot 10^{-3} \cdot 6,54 \cdot 10^{-3}}{5} \cdot 60 \cdot 10^3 \cong 4,71 \text{ V} \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 8.

L'amplificatore selettivo di fig. 21 viene realizzato con transistori uguali aventi nell'intorno del punto di funzionamento e per la frequenza di lavoro $f_o = 10,7 \text{ MHz}$ i seguenti parametri Y :

$$Y_{ie}: \quad g_{ie} = 1,7 \text{ mA/V} \quad ; \quad C_{ie} = 60 \text{ pF}$$

$$Y_{re}: \quad |Y_{re}| = 0,05 \text{ mA/V}$$

$$Y_{fe}: \quad |Y_{fe}| = 30 \text{ mA/V}$$

$$Y_{oe}: \quad g_{oe} = 50 \text{ }\mu\text{A/V} \quad ; \quad C_{oe} = 3 \text{ pF}$$

I circuiti risonanti sono realizzati con bobine aventi $Q_b = 100$ e induttanze: $L_1 = L_3 = 1,2 \mu\text{H}$; $L_2 = L_4 = 0,7 \mu\text{H}$. Le prese intermedie di L_1 e L_3 , cui sono connesse le basi dei transistori, sono tali da realizzare un rapporto $N_2/N_1 = 9$ e l'accoppiamento fra L_2 e L_3 è realizzato con un coefficiente $k = 1,2 k_c$.

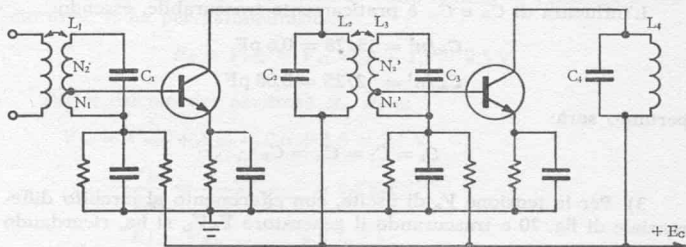


Figura 21.

Dopo aver disegnato il circuito differenziale equivalente, si calcolino:

- 1) I valori delle capacità C_1 , C_2 , C_3 e C_4 .
- 2) L'ampiezza V_{4M} della tensione ai capi della bobina L_4 , sapendo che quella ai capi della bobina L_1 è $V_{1M} = 0,1 \text{ mV}$.

Soluzione:

Il circuito differenziale equivalente dell'intero circuito, rappresentando i transistori con i parametri $\bar{Y}$, appare come in fig. 22.

- 1) La capacità totale C_{it} del circuito risonante d'ingresso si ricava dalla relazione:

$$C_{it} = \frac{1}{\omega_{oe}^2 L_1} = \frac{1}{(6,28 \cdot 10,7)^2 \cdot 10^{12} \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} = 185,2 \text{ pF}$$

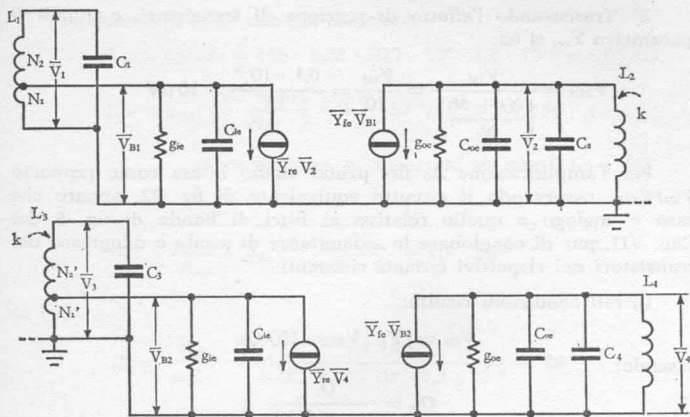


Figura 22.

La capacità d'ingresso C_{ie} del transistore, riportata in parallelo alla bobina di induttanza L_1 vale:

$$C'_{ie} = C_{ie} / \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 = \frac{60 \cdot 10^{-12}}{10^2} = 0,6 \text{ pF}$$

per cui:

$$C_1 = C_{1t} - C'_{ie} = (185,2 - 0,6) \cdot 10^{-12} = 184,6 \text{ pF}$$

Lo stesso valore risulta per C_3 , data l'uguaglianza dei circuiti e dei transistori.

Per C_2 e C_4 si ha:

$$C_{2t} = C_{4t} = \frac{1}{\omega_o^2 L_2} = \frac{1}{(6,28 \cdot 10,7)^2 \cdot 10^{12} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}} = 318 \text{ pF}$$

e quindi:

$$C_2 = C_4 = C_{2t} - C_{oe} = (318 - 3) \cdot 10^{-12} = 315 \text{ pF}$$

2) Trascurando l'effetto di reazione di transistori, e quindi il parametro Y_{re} , si ha:

$$V_{B1M} = \frac{V_{1M}}{\left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)} = \frac{V_{1M}}{10} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{10} = 10 \mu V$$

Per l'amplificazione A_o del primo stadio intesa come rapporto V_{3M}/V_{B1M} , osservando il circuito equivalente di fig. 22, appare che esso è analogo a quello relativo ai filtri di banda di fig. 5 del Cap. VII, pur di conglobare le ammettenze di uscita e d'ingresso dei transistori nei rispettivi circuiti risonanti.

In tali condizioni risulta:

$$V_{3M} = |Y_{fe}| V_{B1M} \omega_o M Q_2 Q_{3c}$$

essendo:

$$Q_{3c} = \frac{Q_3}{1 + \left(\frac{k}{k_c} \right)^2}$$

da cui:

$$A_o = \frac{V_{3M}}{V_{B1M}} = |Y_{fe}| \omega_o M Q_2 Q_{3c}$$

Per determinare Q_2 occorre calcolare prima la resistenza parallelo R_{p02} della bobina:

$$R_{p02} = Q_b \omega_o L_2 = 100 \cdot 6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

La resistenza parallelo R_{p2} del circuito vale:

$$\frac{1}{R_{p2}} = \frac{1}{R_{p02}} + g_{oe} = \frac{1}{4,7 \cdot 10^3} + 50 \cdot 10^{-6} = 263 \cdot 10^{-6}$$

da cui:

$$R_{p2} = \frac{1}{263 \cdot 10^{-6}} = 3,8 \text{ k}\Omega$$

e quindi:

$$Q_2 = \frac{R_p}{\omega_o L_2} = \frac{3,8 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}} = 81$$

Per determinare Q_3 occorre calcolare:

$$R_{p03} = Q_b \omega_o L_3 = 100 \cdot 6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6} = 8,05 \text{ k}\Omega$$

$$g'_{ie} = g_{ie} / \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 = 1,7 \cdot 10^{-3} / 10^2 = 1,7 \cdot 10^{-5}$$

(conduttanza g_{ie} riportata in parallelo a L_3)

$$R_{p3} = \frac{1}{\frac{1}{R_{p03}} + g'_{ie}} = \frac{1}{\frac{1}{8,05 \cdot 10^3} + 1,7 \cdot 10^{-5}} = 7,1 \text{ k}\Omega$$

da cui:

$$Q_3 = \frac{R_{p3}}{\omega_o L_3} = \frac{7,1 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}} \cong 88$$

e:

$$Q_{3c} = \frac{Q_3}{1 + \left(\frac{k}{k_c} \right)^2} = \frac{88}{1 + 1,2^2} \cong 36$$

Per la determinazione di A_o resta ora da calcolare la mutua induttanza M :

$$M = k \sqrt{L_2 L_3} = 1,2 k_c \sqrt{L_2 L_3} =$$

$$= \frac{1,2}{\sqrt{Q_2 Q_3}} \sqrt{L_2 L_3} = 1,2 \sqrt{\frac{0,7 \cdot 10^{-6} \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}{81 \cdot 88}} = 0,0130 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Segue:

$$A_o = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 0,0130 \cdot 10^{-6} \cdot 81 \cdot 36 \cong 76,5$$

$$V_{3M} = A_o V_{B1M} = 76,5 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 765 \cdot 10^{-6} \text{ V}$$

$$V_{B2M} = V_{3M} / \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right) = \frac{765 \cdot 10^{-6}}{10} = 76,5 \cdot 10^{-6} \text{ V}$$

Ora è, dal circuito equivalente di fig. 22, sempre trascurando l'effetto di Y_{re} :

Risulta quindi:

$$V_{4M} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 76,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3,8 \cdot 10^3 \cong 8,7 \text{ mV}$$

Il calcolo ora effettuato risulta abbastanza approssimativo nel caso che il parametro Y_{re} sia effettivamente trascurabile. In effetti deve essere:

$$|Y_{re}Y_{fe}| \ll G_1G_2$$

dove G_1 rappresenta la conduttanza d'ingresso al transistor e G_2 quella di uscita. In tal caso è assicurata anche la stabilità ed è facilitato l'allineamento dei circuiti risonanti.

Nel nostro caso è, per il primo stadio:

$$|Y_{re}Y_{fe}| = 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 1,5 \cdot 10^{-6} (\text{A/V})^2$$

$$G_1 = \frac{1}{R'_{p1}}$$

dove:

$$R'_{p1} = R_{p1} \left/ \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 \right., \quad \text{con } R_{p1} = R_{p3} = 7,1 \text{ k}\Omega$$

quindi:

$$G_1 = \frac{1}{7,1 \cdot 10^3 / 10^2} = 14,1 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

Per il calcolo di G_2 , basta notare che la resistenza R_2 vista ai capi del collettore del transistor, si può ottenere dalla relazione:

$$R_2 = \omega_0 L_2 Q_{2c}$$

dove:

$$Q_{2c} = \frac{Q_2}{1 + \left(\frac{k}{k_c} \right)^2} = \frac{81}{1 + 1,2^2} = 33,2$$

tiene conto della resistenza del secondario riportato al primario.

Si ha dunque:

$$G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{\omega_o L_2 Q_{2c}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 0,7 \cdot 10^{-6} \cdot 33,2} = 0,640 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

Segue:

$$G_1 \cdot G_2 = 14,1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,640 \cdot 10^{-3} = 9 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}^2$$

Risulta quindi che $|Y_{re}Y_{fe}|$ non supera il 20 % di G_1G_2 , come consigliato per ottenere una buona stabilità e un facile allineamento.

Per il secondo stadio si ha:

$$G_2 = \frac{1}{R_{p4}} = \frac{1}{3,8 \cdot 10^3} = 0,263 \cdot 10^{-3} \text{ (A/V)}$$

Per G_1 , come in precedenza occorre calcolare la resistenza R_3 vista ai capi di L_3 :

$$R_3 = \omega_o L_3 Q_{3c} = 6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6} \cdot 36 = 2,9 \text{ k}\Omega$$

da cui:

$$G_1 = \frac{1}{R_3 \left/ \left(\frac{N_2 + N_1}{N_2} \right)^2 \right.} = \frac{1}{2,9 \cdot 10^3 / 10^2} = 34,5 \cdot 10^{-3} \text{ (A/V)}$$

Segue:

$$G_1G_2 = 34,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,263 \cdot 10^{-3} = 9,1 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}^2$$

che anche questa volta è molto maggiore di $|Y_{re}Y_{fe}|$.

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Di un amplificatore selettivo a semplice accordo, realizzato con FET, si conoscono i seguenti valori:

$$r_d = 50 \text{ k}\Omega$$

$$Q_b = 150$$

$$g_m = 2 \text{ mA/V}$$

$$f_o = 20 \text{ MHz}$$

$$L = 3,8 \text{ }\mu\text{H}$$

Si calcolino il guadagno in dB alla risonanza e la banda passante.

(Risposta: $A_o = 35,4$; $B \cong 324,2 \text{ kHz}$)

ESERCIZIO N. 2.

Un amplificatore selettivo è costituito da tre stadi in cascata con accoppiamento RC perfettamente uguali. Desiderando un'amplificazione complessiva di 135 dB, una banda passante totale di 7,6 kHz alla frequenza di lavoro di 1,2 MHz, si calcolino i valori, relativi a ciascuno stadio, dell'amplificazione, della banda passante e del coefficiente di risonanza effettivo.

(Risposta: $A_o = 178$; $B \cong 15 \text{ kHz}$; $Q = 80$)

ESERCIZIO N. 3.

Un amplificatore selettivo è realizzato con due FET aventi i circuiti di *drain* accordati sulla frequenza $f_o = 1 \text{ MHz}$ e accoppiati a RC. La capacità C del condensatore di accordo è di 80 pF e la bobina ha un coefficiente di bontà $Q_b = 125$. I dati relativi ai FET sono:

$$V_{DSO} = 10 \text{ V}$$

$$r_d = 40 \text{ k}\Omega$$

$$I_{DO} = 5 \text{ mA}$$

$$C_{ds} = 1 \text{ pF}$$

$$V_{GSO} = -2 \text{ V}$$

$$C_{gs} = 2 \text{ pF}$$

$$g_m = 2,5 \text{ mA/V}$$

Sapendo che all'ingresso dell'amplificatore è applicato un segnale di ampiezza $30 \mu\text{V}$ e frequenza f_o , dopo aver disegnato lo schema dell'amplificatore, calcolare:

- 1) L'induttanza della bobina e la sua resistenza serie.
- 2) Il gruppo di polarizzazione, assumendo la reattanza delle capacità pari a $1/100$ della rispettiva resistenza.
- 3) L'amplificazione totale in dB e l'ampiezza della tensione di uscita, sapendo che il secondo stadio è caricato da una resistenza di $0,5 \text{ M}\Omega$ con in parallelo una capacità di 2 pF e che le resistenze di fuga R_g sono di $0,5 \text{ M}\Omega$.
- 4) La potenza erogata dall'alimentatore.

(Risposta: $L \cong 305 \mu\text{H}$; $R_s \cong 15,3 \Omega$; $R_k = 400 \Omega$; $C_k = 0,04 \mu\text{F}$;
 $A_{ot} \cong 76 \text{ dB}$; $V_{uM} = 0,193 \text{ V}$; $P_a = 60 \text{ mW}$)

ESERCIZIO N. 4.

Un amplificatore selettivo con accoppiamento a trasformatore è realizzato con un FET avente $g_m = 1,65 \text{ mA/V}$ e $r_d = 80 \text{ k}\Omega$.

Sapendo che la frequenza di lavoro è di 470 kHz , che la mutua induttanza M è di $0,2 \text{ mH}$ e che il coefficiente di risonanza Q_2 del secondario è di 50, calcolare il guadagno A_o dell'amplificatore e la sua banda passante.

(Risposta: $A_o = 48,7$; $B = 9,4 \text{ kHz}$)

ESERCIZIO N. 5.

Dell'amplificatore selettivo in fig. 23 sono noti i valori:

$L_1 = 1 \text{ mH}$	$Q_{b2} = 80$	$g_m = 4 \text{ mA/V}$
$L_2 = 0,4 \text{ mH}$	$Q_{b3} = Q_{b4} = 100$	$r_d = 40 \text{ k}\Omega$
$I_o = 0,2 \mu\text{A}$	$R_o = 300 \text{ k}\Omega$	
$Q_{b1} = 40$	$L_3 = L_4 = 200 \mu\text{H}$	

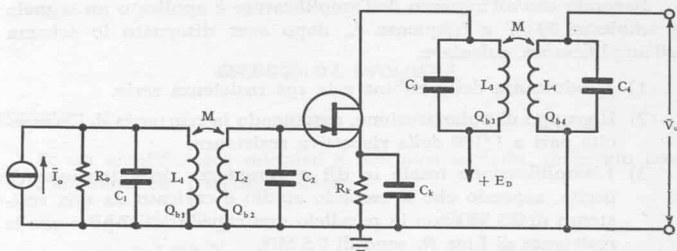


Figura 23.

Lavorando alla pulsazione di accordo $\omega_o = 3 \text{ M rad/sec}$, si calcolino:

- 1) Il segnale di uscita quando gli accoppiamenti magnetici sono realizzati con $k = k_c$.
- 2) Idem per $k = 0,0294$ per le bobine L_1 e L_2 e $k = 0,02$ per le bobine L_3 e L_4 .

(Risposta: $V_{u1} = 0,688 \text{ V}$; $V_{u2} = 0,631 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 6.

Dato lo stadio di amplificatore selettivo di fig. 24 progettare il circuito risonante (C , L , R_s) in modo che la frequenza di lavoro sia

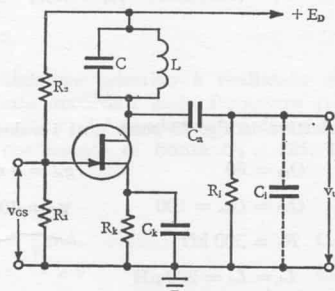


Figura 24.

di 4 MHz e la banda passante dello stadio di 80 kHz; calcolare inoltre l'amplificazione.

Sono dati: $r_d = 40 \text{ k}\Omega$; $g_m = 8 \text{ mA/V}$; $R_i = 1 \text{ M}\Omega$; $C_i = 10 \text{ pF}$; $C_{ds} = 2 \text{ pF}$. (Si ponga C uguale a quattro volte la somma delle altre capacità che intervengono nell'accordo).

(Risposta: $C = 48 \text{ pF}$; $L = 26,4 \text{ }\mu\text{H}$; $R_s \cong 1,85 \text{ }\Omega$; $A_o = 265$)

ESERCIZIO N. 7.

Uno stadio di amplificatore selettivo realizzato con un MOS *enhancement* canale N con circuito di *drain* accordato ed accoppiamento a RC, è alimentato con la tensione di 12 V. Il MOS lavora nelle seguenti condizioni: $I_{DO} = 1 \text{ mA}$; $V_{DSO} = 10 \text{ V}$, $V_{GSO} = 2 \text{ V}$. Inoltre è: $r_d = 50 \text{ k}\Omega$; $g_m = 6 \text{ mA/V}$ e la resistenza di fuga R_g vale $1 \text{ M}\Omega$.

Il guadagno dello stadio, alla frequenza di lavoro è di 250, la capacità C del circuito risonante è di 37 pF ed infine le capacità d'ingresso e di uscita di ciascuno stadio valgono 5 pF e 2 pF rispettivamente. Si calcolino:

- 1) La frequenza di lavoro sapendo che il Q del circuito risonante è di 40.
- 2) L'induttanza della bobina e la sua resistenza serie.
- 3) La banda passante dello stadio.
- 4) Il gruppo di polarizzazione automatica di *gate* ed il partitore $R_1 - R_2$ di stabilizzazione, ponendo $R_1 + R_2 = 2 \text{ M}\Omega$.

(Risposta: $f_o \cong 3,5 \text{ MHz}$; $L = 48 \text{ }\mu\text{H}$; $R_s \cong 3,3 \text{ }\Omega$; $B = 87,5 \text{ kHz}$;

$R_k = 2 \text{ k}\Omega$; $C_k \cong 2300 \text{ pF}$; $R_1 = 666 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1,334 \text{ M}\Omega$)

ESERCIZIO N. 8.

Un amplificatore selettivo viene realizzato con un JFET avente conduttanza mutua $g_m = 4 \text{ mA/V}$ e resistenza interna, $r_d = 50 \text{ k}\Omega$, per una frequenza di lavoro di 10 MHz. La capacità del circuito risonante è di 7 pF ed è priva di perdite. L'accoppiamento con il JFET seguente è a capacità (di reattanza trascurabile) e resistenza di valore

1 M Ω . Si sa inoltre che la capacità di uscita dell'amplificatore è di 2 pF e quella d'ingresso al JFET seguente di 3 pF.

Volendo ottenere una banda passante di 290 kHz, dopo aver disegnato lo schema elettrico del circuito ed il circuito equivalente, calcolare:

1) L'induttanza e la resistenza della bobina.

2) Il guadagno dell'amplificatore.

3) La tensione di alimentazione e gli elementi del gruppo di polarizzazione automatica, sapendo che a riposo il JFET funziona nelle seguenti condizioni: $I_{DO} = 2$ mA, $V_{GSO} = -2$ V, $V_{GO} = 2$ V e la potenza dissipata sul *drain* è $P_{do} = 30$ mW. (Si ponga $R_1 + R_2 = 1$ M Ω).

(Risposta: $R_s = 1,74 \Omega$; $L \cong 21 \mu\text{H}$; $A = 182$; $E_D = 19$ V;

$R_k = 2$ k Ω ; $C_k = 795$ pF; $R_1 = 105$ k Ω ; $R_2 = 895$ k Ω)

ESERCIZIO N. 9.

Si vuol realizzare un amplificatore di tensione selettivo a circuito di *drain* accordato con accoppiamento a RC (fig. 24), avente una frequenza di lavoro $f_o = 20$ MHz e una banda passante $B = 2,5$ MHz. Il JFET usato ha una conduttanza mutua $g_m = 9$ mA/V e una resistenza differenziale $r_d = 40$ k Ω . Supponendo che la somma delle capacità parassite che partecipano all'accordo sia 20 pF si calcolino tutti gli altri elementi del circuito e il guadagno dell'amplificatore. (Si fissi la capacità di accordo doppia delle capacità parassite e il coefficiente di merito della bobina $Q_b = 150$).

(Risposta: $C = 40$ pF; $L = 1,05 \mu\text{H}$; $R_i = 1,15$ k Ω ; $A_o \cong 9,5$)

ESERCIZIO N. 10.

Nell'amplificatore selettivo in fig. 25 sono noti:

$$E = 60 \mu\text{V}$$

$$C_{gs} = 2 \text{ pF},$$

$$R_o = 100 \text{ k}\Omega$$

$$r_g = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_{ds} = 1 \text{ pF}$$

$$C_o = 4,5 \text{ pF}$$

$$R_1 // R_2 = 500 \text{ k}\Omega$$

$$r_d = 40 \text{ k}\Omega$$

$$Q_b = 50$$

$$C_a = 0,02 \text{ }\mu\text{F}$$

$$g_m = 5 \text{ mA/V}$$

$$f_o = 5 \text{ MHz}$$

Ponendo la capacità complessiva di accordo pari a 4 volte $C_o + C_{ds}$ si calcolino il condensatore C , l'induttanza della bobina L , l'am-

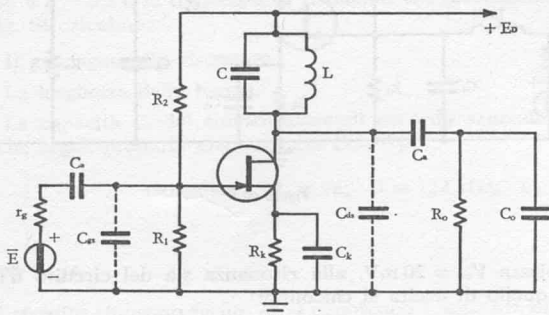


Figura 25.

plificazione del complesso (inteso come rapporto tra V_u e E) e il segnale di uscita alla risonanza.

(Risposta: $C = 16,5 \text{ pF}$; $L = 46 \text{ }\mu\text{H}$; $A_o \cong 16$; $V_u = 0,96 \text{ mV}$)

ESERCIZIO N. 11.

In fig. 26, è riportato un amplificatore selettivo, i cui dati sono:

$$r_g = 90 \text{ }\Omega$$

$$C_{ds} + C_o = 10 \text{ pF}$$

$$r_d = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_u = 48 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = 10 \text{ mA/V}$$

$$L_1 = 50 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_{gs} = 1 \text{ pF}$$

$$\omega_o = 50 \text{ M rad/sec}$$

Disponendo all'ingresso di un segnale di ampiezza $E = 10 \text{ }\mu\text{V}$, volendo un'amplificazione del JFET $A_o = 100$ e un segnale di uscita

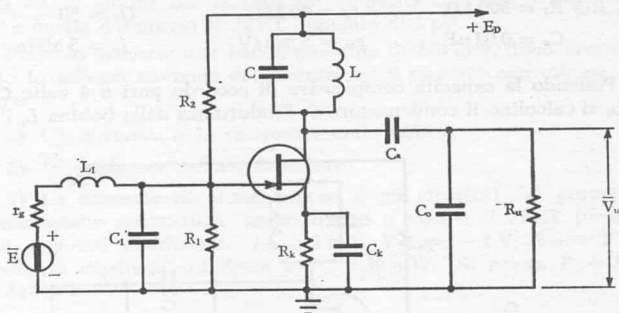


Figura 26.

di ampiezza $V_{uo} = 20$ mV, alla risonanza sia del circuito d'ingresso che di quello di uscita si calcolino:

- 1) Il coefficiente di merito della bobina d'induttanza L_1 .
- 2) La capacità del condensatore C_1 .
- 3) I valori di C e di L , fissando $Q_b = 100$.
- 4) La banda passante di ciascun circuito risonante.

(Si ponga il parallelo di R_1 e R_2 uguale a 400 k Ω).

(Risposta: $Q_{b1} = 129$; $C_1 = 7$ pF; $C = 98$ pF;
 $L = 3,7$ μ H; $B_1 \cong 400$ kHz; $B_2 = 148$ kHz)

ESERCIZIO N. 12.

Si vuol progettare un filtro di banda per gli stadi di media frequenza di un ricevitore a modulazione di ampiezza. (Trasformatore di media frequenza). Fissando i valori dei condensatori $C_1 = C_2 = 200$ pF e sapendo che $f_o = 470$ kHz, $B = 10$ kHz, si trovino le bobine che realizzano l'insieme. (Si può considerare che sia $k = k_c$).

(Risposta: $L_1 = L_2 = 575$ μ H; $Q_{b1} = Q_{b2} \cong 66$)

ESERCIZIO N. 13.

Un amplificatore di tensione selettivo con accoppiamento a trasformatore è realizzato con un MOS avente una conduttanza mutua di 4 mA/V e una resistenza differenziale di *drain* di 40 k Ω . Le bobine sono uguali con $L = 10 \mu\text{H}$ e $Q_b = 120$; il coefficiente di accoppiamento è $k = 0,2$ e la frequenza di risonanza del secondario f_o vale 15,9 MHz. Si calcolino:

- 1) Il guadagno alla risonanza.
- 2) La larghezza della banda.
- 3) La capacità C_2 del condensatore di accordo sapendo che lo stadio che segue presenta una capacità $C_i = 4 \text{ pF}$.

(Risposta: $A_o \cong 96$; $B \cong 132 \text{ kHz}$; $C_2 \cong 6 \text{ pF}$)

ESERCIZIO N. 14.

Del circuito riportato in fig. 27 si conoscono i seguenti valori:

$g_m = 6 \text{ mA/V}$	$C_{gs} = 1 \text{ pF}$	$C_{ds} = 3 \text{ pF}$
$r_d = 50 \text{ k}\Omega$	$e = 10^{-4} \cdot \sin 20 \cdot 10^6 t \text{ [V]}$	$L_1 = L_2 = 10 \mu\text{H}$
$R_u = 1 \text{ M}\Omega$	$r_g = 100 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 28 \text{ pF}$

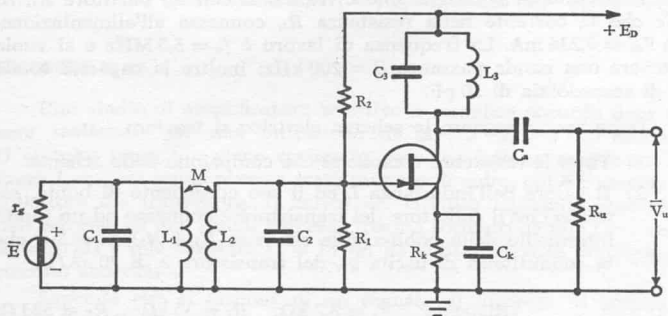


Figura 27.

Ponendo il parallelo di R_1 e R_2 uguale a $400 \text{ k}\Omega$, determinare:

- 1) Le capacità C_1 e C_2 affinché i circuiti risonanti risultino accordati sulla frequenza del generatore posto in ingresso.
- 2) I coefficienti di bontà delle bobine 1 e 2 volendoli uguali e sapendo che il coefficiente di accoppiamento critico è $k_c = 0,02$.
- 3) Il coefficiente di bontà e l'induttanza della bobina 3, in modo che l'amplificazione del FET sia 200.
- 3) Il segnale di uscita alla risonanza per $M = M_c$ e per $M = 2,6 \mu\text{H}$.

(Risposta: $C_1 = 250 \text{ pF}$; $C_2 = 249 \text{ pF}$; $Q_{b1} = Q_{b2} = 53$;
 $L_3 = 81 \mu\text{H}$; $Q_{b3} \cong 68$; $V_{u1} = 1 \text{ mV}$; $V_{u2} = 0,97 \text{ mV}$)

ESERCIZIO N. 15.

Un amplificatore selettivo ad uno stadio a semplice accordo fa uso di un transistor che nel punto di funzionamento a riposo presenta i seguenti valori:

$$V_{CEO} = -8 \text{ V}$$

$$V_{BO} = -1,6 \text{ V}$$

$$I_{CO} = -2,4 \text{ mA}$$

$$V_{BEO} = -0,2 \text{ V}$$

$$I_{BO} = -40 \mu\text{A}$$

Il circuito di polarizzazione è realizzato con un partitore R_1 , R_2 tale che la corrente nella resistenza R_2 , connessa all'alimentazione, sia $I_{R2} = 0,236 \text{ mA}$. La frequenza di lavoro è $f_o = 5,5 \text{ MHz}$ e si vuole ottenere una banda passante $B = 200 \text{ kHz}$; inoltre la capacità totale C_t di accordo sia di 30 pF .

Dopo aver disegnato lo schema elettrico si trovino:

- 1) Tutte le resistenze e capacità che compaiono nello schema.
- 2) Il valore dell'induttanza L ed il suo coefficiente di bontà, sapendo che il collettore del transistor è connesso ad un punto intermedio della bobina, tale che $n = (N_1 + N_2)/N_1 = 3$ e che la conduttanza di uscita g_{oe} del transistor è di $20 \mu\text{A/V}$.

(Risposta: $R_1 \cong 8,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 \cong 33 \text{ k}\Omega$; $R_E \cong 583 \Omega$;
 $C_E = 5000 \text{ pF}$; $L \cong 28 \mu\text{H}$; $Q_b \cong 29,2$)

ESERCIZIO N. 16.

Uno stadio di amplificazione selettivo a semplice accordo viene realizzato con un transistor avente i seguenti parametri Y alla frequenza di lavoro di 1,59 MHz:

$$Y_{ie} : g_{ie} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \quad ; \quad C_{ie} = 50 \text{ pF}$$

$$Y_{re} : |Y_{re}| = 10 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$Y_{fe} : |Y_{fe}| = 25 \text{ mA/V}$$

$$Y_{oe} : g_{oe} = 25 \text{ } \mu\text{A/V} \quad ; \quad C_{oe} = 5 \text{ pF}$$

Il circuito risonante presenta una bobina di induttanza $L = 45 \text{ } \mu\text{H}$, avente $Q_b = 120$ e provvista di una presa intermedia cui viene connesso il collettore del transistor.

Dopo aver disegnato lo schema dello stadio e il suo circuito differenziale equivalente si calcolino:

- 1) Il rapporto spire N_2/N_1 della bobina, affinché lo stadio abbia banda passante $B = 15,9 \text{ kHz}$.
- 2) Il valore C della capacità del circuito di accordo.
- 3) Il rapporto fra la tensione di uscita v_u ai capi del circuito risonante e la tensione di base v_B del transistor.

(Risposta: $N_2/N_1 = 1,6$; $C \cong 220 \text{ pF}$; $v_u/v_B = 434$)

ESERCIZIO N. 17.

Uno stadio di amplificatore selettivo a semplice accordo deve essere realizzato per una pulsazione di lavoro $\omega_0 = 5 \cdot 10^7 \text{ rad/sec}$. Il circuito risonante viene realizzato con una bobina avente induttanza $L = 2 \text{ } \mu\text{H}$ e una presa a metà numero di spire, cui è connesso il collettore del transistor. Il carico del circuito risonante costituito dall'ingresso ad uno stadio seguente, risulta formato da una resistenza $R_i = 20 \text{ k}\Omega$ e una capacità $C_i = 18 \text{ pF}$, da considerarsi in parallelo al circuito accordato.

Sapendo che si dispone di un segnale di ingresso di ampiezza $V_{BM} = 0,4 \text{ mV}$, che si vuole ottenere un segnale all'ingresso dello sta-

dio successivo di ampiezza $V_{uM} > 40$ mV e che la banda passante B non deve superare 10^6 rad/sec, supponendo che la capacità di uscita dello stadio sia $C_u = 8$ pF, disegnare lo schema del circuito e calcolare:

- 1) La capacità C del circuito di accordo.
- 2) I parametri $|Y_{fe}|$ e g_{oe} che deve avere il transistor da impiegarsi nella realizzazione dello stadio, supponendo che la bobina abbia $Q_b = 100$.

(Risposta: $C = 180$ pF; $g_{oe} < 0,2$ mA/V; $|Y_{fe}| > 40$ mA/V)

ESERCIZIO N. 18.

L'amplificatore selettivo di fig. 19 viene realizzato con un transistor che, alla frequenza di lavoro $f_o = 800$ kHz, nel punto di funzionamento a riposo, ha i seguenti parametri Y :

$$Y_{ie}: \quad g_{ie} = 0,2 \text{ mA/V} \quad ; \quad C_{ie} = 12 \text{ pF}$$

$$Y_{re}: \quad |Y_{re}| = 2 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$Y_{fe}: \quad |Y_{fe}| = 50 \text{ mA/V}$$

$$Y_{oe}: \quad g_{oe} = 12 \text{ } \mu\text{A/V} \quad ; \quad C_{oe} = 2,5 \text{ pF}$$

Si conoscono inoltre: $V_{CEO} = 7$ V; $V_{EO} = 1,5$ V; $I_{CO} = 4$ mA; $I_{BO} = 15$ μ A; $V_{BEO} = 0,6$ V; la potenza erogata dall'alimentatore $P_a = 38$ mW; le capacità C_1 e $C_2 = 180$ pF e il rapporto $N_2/N_1 = 4$.

Si calcolino, trascurando l'effetto di Y_{re} :

- 1) Tutte le resistenze che compaiono nello schema.
- 2) L'induttanza L delle bobine supposte uguali e aventi $Q_b = 80$.
- 3) L'ampiezza della corrente erogata dal generatore I_o , affinché si abbia in uscita $V_{uM} = 0,2$ V.

(Risposta: $R_2 = 13,6$ k Ω ; $R_1 = 4,6$ k Ω ; $R_E = 370$ Ω ;

$L = 220$ μ H; $I_o = 0,0227$ μ A)

ESERCIZIO N. 19.

Un amplificatore selettivo a due stadi viene realizzato come in fig. 21, facendo uso di due transistori uguali, per una frequenza di lavoro $f_o = 7,96$ MHz. Nell'intorno del punto di funzionamento i parametri Y dei transistori valgono:

$$Y_{ie} : g_{ie} = 2 \text{ mA/V} \quad ; \quad C_{ie} = 50 \text{ pF}$$

$$Y_{re} : |Y_{re}| = 30 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$Y_{fe} : |Y_{fe}| = 20 \text{ mA/V}$$

$$Y_{oe} : g_{oe} = 40 \text{ } \mu\text{A/V} \quad ; \quad C_{oe} = 4 \text{ pF}$$

I circuiti risonanti sono realizzati con condensatori aventi capacità: $C_1 = C_3 = 180 \text{ pF}$ e $C_2 = C_4 = 330 \text{ pF}$. Le basi dei transistori sono connesse a prese intermedie delle bobine L_1 e L_3 ed è $N_2/N_1 = 4$.

Sapendo che i circuiti risonanti di entrata e di uscita hanno una banda passante $B_1 = B_4 = 159,2 \text{ kHz}$ e che il circuito di uscita risulta caricato da uno stadio seguente con un carico equivalente ad una resistenza $R = 60 \text{ k}\Omega$ da considerare in parallelo a L_4 , determinare:

- 1) I valori delle induttanze L_1, L_2, L_3, L_4 e i corrispondenti coefficienti di bontà Q_b , assumendo $Q_{b3} = Q_{b1}$ e $Q_{b2} = Q_{b4}$.
- 2) La tensione ai capi del condensatore C_4 sapendo che la tensione V_1 ai capi di C_1 ha ampiezza $V_{1M} = 0,2 \text{ mV}$, sia nel caso che l'accoppiamento fra le bobine L_2 e L_3 sia realizzato con $k = k_c$ sia con $k = 1,25 k_c$.
- 3) La banda passante del filtro di banda sia con $k = k_c$ che con $k = 1,25 k_c$.

$$(\text{Risposta: } L_1 = L_3 = 2,2 \text{ } \mu\text{H}; \quad L_2 = L_4 = 1,2 \text{ } \mu\text{H};$$

$$Q_{b1} = Q_{b3} = 89,2; \quad Q_{b2} = Q_{b4} = 133; \quad \text{con } k = k_c : V_{C4M} = 68 \text{ mV};$$

$$B = 119 \text{ kHz}; \quad \text{con } k = 1,25 k_c : V_{C4M} = 66,4 \text{ mV}; \quad B = 147 \text{ kHz})$$

CAPITOLO NONO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE A

Generalità.

a) Simbologia.

Nel presente capitolo verranno introdotti i seguenti nuovi simboli:

- n rapporto spire nel trasformatore di uscita. È: $n = N_1/N_2$.
- R_L resistenza di utilizzazione, normalmente posta sul secondario del trasformatore di uscita.
- R_t resistenza equivalente del trasformatore di uscita vista dal primario. È: $R_t = R_p + n^2 R_s$.
- R_c resistenza di carico complessiva vista dal collettore del transistor. È: $R_c = n^2 R_L + R_t$.
- R_{cc} resistenza di carico complessiva vista fra collettore e collettore di un amplificatore in controfase ($R_{cc} = n^2 R_L + R_t$).
- I_{Cmax}, I_{Cmin} valori massimo e minimo della corrente di collettore.
- I_o incremento della corrente continua dovuto alla distorsione.
- i_{C1}, v_{C1} componenti fondamentali della corrente e della tensione alternativa di collettore.
- i_{C2}, v_{C2} componenti di 2ª armonica della corrente e tensione alternativa di collettore.
- i_{C3}, v_{C3} componenti di 3ª armonica della corrente e tensione alternativa di collettore.

I_{CO}^* , componente continua della corrente di collettore durante il funzionamento dell'amplificatore.

P_u potenza utile (assorbita da R_L). È: $P_u = \frac{I_{LM} R_L}{2}$

P_e potenza alternativa sul carico del circuito di uscita.

P_a potenza continua erogata dall'alimentatore ($P_a = E_c \cdot I_{CO}^*$).

η_e rendimento di conversione dell'amplificatore.

η_t rendimento del trasformatore di uscita.

η rendimento totale dell'amplificatore.

D_t distorsione totale.

D_2 distorsione di 2^a armonica.

D_3 distorsione di 3^a armonica.

b) Distorsioni.

Nel caso di amplificatori a transistori esistono distorsioni di 2^a e 3^a armonica. In tal caso, indicando con I' e I'' i valori istantanei delle correnti in corrispondenza degli angoli $\pi/4$ e $5\pi/4$, si ha:

$$I_{C1M} = \frac{I_{Cmax} - I_{Cmin} + \sqrt{2}(I' - I'')}{4}$$

$$I_{C2M} = I_O = \frac{I_{Cmax} + I_{Cmin} - 2 I_{CO}}{4}$$

$$I_{C3M} = \frac{I_{Cmax} - I_{Cmin} - \sqrt{2}(I' - I'')}{4}$$

È:

$$D_2 = \frac{I_{C2M}}{I_{C1M}} \quad ; \quad D_3 = \frac{I_{C3M}}{I_{C1M}} \quad ; \quad D_t = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}$$

Negli amplificatori a transistori i limiti sono imposti dai valori massimi della tensione e corrente di collettore (V_{CEmax} e I_{Cmax}) ammissibili nel transistor impiegato e dalla massima potenza dissipabile. Il punto di funzionamento a riposo deve rispettare le condizioni:

$$V_{CEO} < \frac{V_{CEmax}}{2} \quad ; \quad I_{CO} < \frac{I_{Cmax}}{2}$$

Inoltre deve essere:

$$V_{CEO} I_{CO} < P_{dmax}$$

dove P_{dmax} dipende dalla massima temperatura di giunzione T_{jmax} e dalla resistenza termica θ :

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{\theta}$$

essendo T_a la temperatura ambiente.

La resistenza di carico deve essere scelta in modo che la retta di carico dinamica passante per il punto V_{CEO} , I_{CO} non superi l'ipercorrente corrispondente a P_{dmax} . Di solito per tener conto delle variazioni termiche è bene tenere un buon margine di sicurezza.

c) Rendimenti.

Il rendimento di conversione η_c viene definito come il rapporto fra la potenza P_c convertita in alternata (che è assorbita dal carico) e la potenza P_a che l'amplificatore assorbe dall'alimentatore:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a}$$

Il rendimento η_t del trasformatore viene definito come il rapporto fra la potenza utilizzata P_u e quella convertita in alternata P_c :

$$\eta_t = \frac{P_u}{P_c}$$

È anche:

$$\eta_t = \frac{n^2 R_L}{R_c}$$

Il rendimento totale η viene definito come il rapporto fra la potenza utilizzata P_u e quella erogata dall'alimentatore:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \eta_c \cdot \eta_t$$

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

L'amplificatore di potenza di fig. 1 fornisce una potenza $P_u = 4 \text{ W}$ alla resistenza di carico $R_L = 4 \Omega$, adattata mediante un trasformatore avente un rendimento $\eta_t = 0,85$. Volendo impiegare una tensione di alimentazione $E_C = 15 \text{ V}$, considerando una caduta di tensione su R_E di 1 V e altrettanto sulla resistenza R_p del primario del trasformatore, si calcolino:

- 1) La potenza che deve dissipare il transistor durante il funzionamento, volendo un rendimento di conversione $\eta_c = 40 \%$.
- 2) Le ampiezze della corrente e della tensione di collettore I_{CM} e V_{CEM} , essendo $V_{CEmin} = 0,7 \text{ V}$.
- 3) La resistenza R_E , il rapporto di trasformazione $n = N_1/N_2$ e le resistenze R_p e R_s , volendo che in esse si abbia la stessa densità di corrente.

Soluzione:

- 1) La potenza convertita P_c vale:

$$P_c = \frac{P_u}{\eta_t} = \frac{4}{0,85} = 4,7 \text{ W}$$

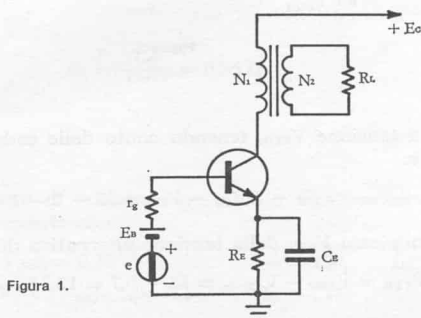


Figura 1.

e la potenza di alimentazione:

$$P_a = \frac{P_c}{\eta_c} = \frac{4,7}{0,4} = 11,75 \text{ W}$$

cui corrisponde una corrente di collettore a riposo:

$$I_{CO} = P_a / E_C = 11,75 / 15 = 0,785 \text{ A}$$

La potenza dissipata a riposo dal transistor risulta:

$$P_{do} = (E_C - R_p I_{CO} - V_{EO}) I_{CO} = (15 - 1 - 1) 0,785 = 10,2 \text{ W}$$

segue per la potenza dissipata durante il funzionamento:

$$P_d = P_{do} - P_c = 10,2 - 4,7 = 5,5 \text{ W}$$

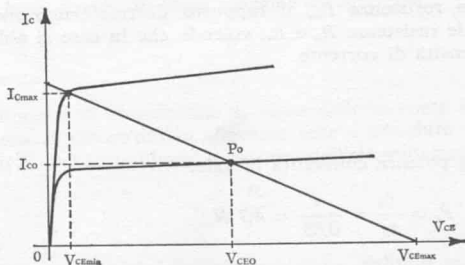


Figura 2.

2) La tensione V_{CEO} , tenendo conto delle cadute di tensione su R_p e R_E , è:

$$V_{CEO} = E_C - R_p I_{CO} - V_{EO} = 15 - 1 - 1 = 13 \text{ V}$$

da cui l'ampiezza V_{CEM} della tensione alternativa di collettore (fig. 2):

$$V_{CEM} = V_{CEO} - V_{CEmin} = 13 - 0,7 = 12,3 \text{ V}$$

L'ampiezza di corrente I_{CM} , considerando la potenza convertita è:

$$I_{CM} = \frac{2 P_c}{V_{CEM}} = \frac{2 \cdot 4,7}{12,3} = 0,765 \text{ A}$$

3) Trascurando la corrente di base I_{BO} , si ha per R_E :

$$R_E = \frac{V_{EO}}{I_{CO}} = \frac{1}{0,785} = 1,28 \Omega$$

Segue per la resistenza dinamica di carico R_C :

$$R_C = \frac{V_{CEM}}{I_{CM}} = \frac{12,3}{0,765} = 16,1 \Omega$$

e per il rapporto spire, ricordando che è $\eta_t = n^2 R_L / R_C$:

$$n = \sqrt{\frac{\eta_t R_C}{R_L}} = \sqrt{\frac{0,85 \cdot 16,1}{4}} = 1,85$$

La resistenza $R_p + n^2 R_s = R_t$ è:

$$R_t = R_C - n^2 R_L = 16,1 - 1,85^2 \cdot 4 = 2,4 \Omega$$

Dovendo aversi la stessa densità di corrente nel primario e nel secondario del trasformatore, si ha:

$$R_p = n^2 R_s = 1,2 \Omega$$

e, infine:

$$R_s = \frac{1,2}{1,85^2} = 0,35 \Omega$$

ESERCIZIO N. 2.

Dell'amplificatore di potenza riportato in fig. 3, avente il transistor finale funzionante con:

$$\begin{array}{llll} E_C = 15 \text{ V} & V_{BEO} = 0,35 \text{ V} & h_{FE} = 100 & I_{R1} = 80 \text{ mA} \\ I_{CO} = 0,6 \text{ A} & V_s = (V_{BE})_{I_B=0} = 0,1 \text{ V} & R_E = 1 \Omega & \end{array}$$

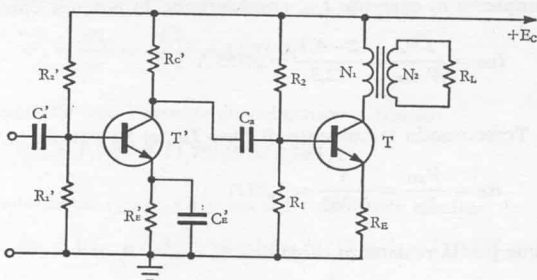


Figura 3.

si trovino nel caso ideale:

- 1) Le resistenze R_1 e R_2 e la potenza che deve erogare lo stadio preamplificatore.
- 2) Le resistenze R'_C e R'_E dello stadio pilota, fissando: $I'_{CO2} = 100 \text{ mA}$, $V'_{CE02} = 2 \text{ V}$, $V'_{EO} = 2 \text{ V}$, e la capacità C'_E per $f_1 = 40 \text{ Hz}$.

Soluzione:

- 1) La corrente di base I_{BM} , nel caso ideale è pari a I_{BO} , quindi:

$$I_{BM} = I_{BO} = \frac{I_{CO}}{h_{FE}} = \frac{0,6}{100} = 6 \text{ mA}$$

Analogamente è:

$$I_{CM} = I_{CO}$$

Segue per la tensione alternativa d'ingresso V_{im} , tenendo presente la tensione di soglia V_s della giunzione base-emettitore:

$$V_{im} = V_{BEO} - V_s + R_E I_{CM} = 0,35 - 0,1 + 1 \cdot 0,6 = 0,85 \text{ V}$$

La resistenza R_2 può essere trovata dalla relazione:

$$E_C = R_2 (I_{R1} + I_{BO}) + V_{BEO} + R_E (I_{CO} + I_{BO})$$

e, sostituendo i valori numerici:

$$15 = R_2(0,08 + 0,006) + 0,35 + 1(0,6 + 0,006)$$

Da cui:

$$R_2 \cong 163 \Omega$$

Per R_1 si ha:

$$R_1 I_{R1} = V_{BEQ} + R_E(I_{CO} + I_{BO})$$

$$R_1 = \frac{0,35 + 1(0,6 + 0,006)}{0,08} \cong 12 \Omega$$

La resistenza equivalente R_B del circuito di polarizzazione vale:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 \cdot 163}{12 + 163} = 11,18 \Omega$$

La corrente d'ingresso allo stadio è data ora dalla somma delle correnti assorbite dalla base e dal partitore:

$$I_{iM} = I_{BM} + \frac{V_{iM}}{R_B} = 6 \cdot 10^{-3} + \frac{0,85}{11,18} \cong 82 \text{ mA}$$

La potenza che deve erogare lo stadio preamplificatore o pilota è:

$$P_i = \frac{I_{iM} V_{iM}}{2} = \frac{82 \cdot 10^{-3} \cdot 0,85}{2} = 34,85 \text{ mW}$$

2) La resistenza di carico R_C' vale, osservando la fig. 3:

$$R_C' = \frac{E_C - V'_{CEO} - V'_{EO}}{I'_{CO}} = \frac{15 - 2 - 2}{0,1} = 110 \Omega$$

ed è:

$$R_E' = \frac{V'_{EO}}{I'_{CO}} = \frac{2}{0,1} = 20 \Omega$$

Fissando $X'_{CE} = R_E'/10$, segue per C_E' :

$$C_E' = \frac{10}{2\pi f_1 R_E'} = \frac{10}{6,28 \cdot 40 \cdot 20} = 2000 \mu\text{F}$$

ESERCIZIO N. 3.

Un amplificatore di potenza in classe A viene realizzato impiegando un transistor avente $h_{FE} = 100$, secondo lo schema di fig. 4. Dalle caratteristiche risulta che il campo di linearità si estende fino a $V_{CEmin} = 0,5 \text{ V}$ e che è: $V_{CEmax} = 12 \text{ V}$; $I_{Cmax} = 300 \text{ mA}$. È noto inoltre che la resistenza termica θ è di 150°C/W , che la resistenza di utilizzazione è di 4Ω , che il trasformatore d'uscita ha un rendimento $\eta_t = 0,9$ e una resistenza del primario $R_p = 5 \Omega$.

Assumendo in condizioni di riposo, una tensione $V_{BE0} = 0,3 \text{ V}$, una tensione V_{EO} ai capi di R_E di 2 V e una temperatura di giunzione $T_j = 75^\circ\text{C}$ con temperatura ambiente $T_a = 30^\circ\text{C}$, calcolare, supponendo trascurabili le distorsioni:

- 1) La potenza P_{CE} dissipata a riposo dal transistor e il punto di funzionamento.
- 2) Il valore della resistenza R_E e della tensione di alimentazione.
- 3) Il fattore di stabilizzazione termica S , assumendo $R_1 = 500 \Omega$.
- 4) Il rendimento di conversione e quello totale.
- 5) Il rapporto spire N_1/N_2 del trasformatore d'uscita.

Verificare infine la stabilità termica ammettendo un valore di $I_{CBO} = 300 \mu\text{A}$ a 75°C e un valore di $\frac{dI_{CBO}}{dT} = 0,07 I_{CBO}$.

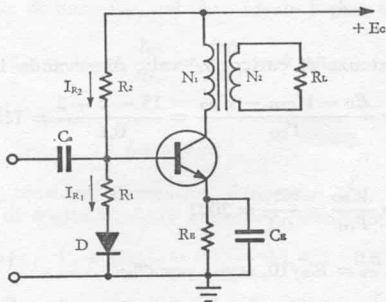


Figura 4.

Soluzione:

1) Dall'equazione:

$$T_j = T_a + \theta \cdot P_{CE}$$

si ricava:

$$P_{CE} = \frac{T_j - T_a}{\theta} = \frac{75 - 30}{150} = 0,3 \text{ W}$$

Essendo $V_{CE\max} = 12 \text{ V}$ e $V_{CE\min} = 0,5 \text{ V}$, per avere la massima ampiezza della tensione sul collettore, converrà scegliere la tensione V_{CEO} a metà fra $V_{CE\max}$ e $V_{CE\min}$.

$$V_{CEO} = \frac{V_{CE\max} + V_{CE\min}}{2} \cong \frac{V_{CE\max}}{2} = \frac{12}{2} = 6 \text{ V}$$

Segue:

$$I_{CO} = \frac{P_{CE}}{V_{CEO}} = \frac{0,3}{6} = 50 \text{ mA}$$

Essendo $h_{FE} = 100$ risulta:

$$I_{BO} = \frac{I_{CO}}{h_{FE}} = 0,5 \text{ mA}$$

2) Si ha:

$$R_E = -\frac{V_{EO}}{I_{EO}} = \frac{2}{50,5 \cdot 10^{-3}} \cong 40 \Omega$$

$$E_C = V_{EO} + V_{CEO} + R_E I_{CO} = 2 + 6 + 5 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 8,25 \text{ V}$$

3) Assumendo la caduta di tensione (anodo-catodo) V_D sul diodo D uguale alla tensione V_{BE} , si avrà per la tensione fra base e massa:

$$V_{BO} = V_{BE} + V_{EO} = V_{R1} - V_D$$

e quindi:

$$V_{R1} = V_{BE} + V_{EO} + V_D = V_{EO} = 2 \text{ V}$$

Segue per la corrente in R_1 :

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{2}{500} = 4 \text{ mA}$$

la corrente in R_2 sarà:

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = 4 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3} = 4,5 \text{ mA}$$

e poiché:

$$\begin{aligned} V_{R2} &= E_C - V_{BO} = E_C - V_{BEO} - V_{EO} = \\ &= 8,25 - 0,3 - 2 \cong 6 \text{ V} \end{aligned}$$

risulta:

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{6}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 1,33 \text{ k}\Omega$$

e di conseguenza il fattore di stabilizzazione termica:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{1 + h_{FE}}}$$

essendo:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{500 \cdot 1,33 \cdot 10^3}{500 + 1,33 \cdot 10^3} = 363 \Omega$$

Sostituendo i valori numerici:

$$S = \frac{40 + 363}{40 + \frac{363}{101}} = 9,25$$

4) Il massimo valore della tensione di collettore $V_{CE\max}$ si raggiunge per $I_C \cong 0$; risulta allora che la resistenza di carico dinamica vista dal collettore vale (fig. 5):

$$R_C \cong \frac{V_{CE\max} - V_{CEO}}{I_{CO}} = \frac{12 - 6}{50 \cdot 10^{-3}} = 120 \Omega$$

L'ampiezza V_{CM} di tensione alternativa di collettore, in corrispondenza al massimo segnale applicato, è:

$$V_{CM} = -V_{CEmin} + V_{CEO} = -0,5 + 6 = 5,5 \text{ V}$$

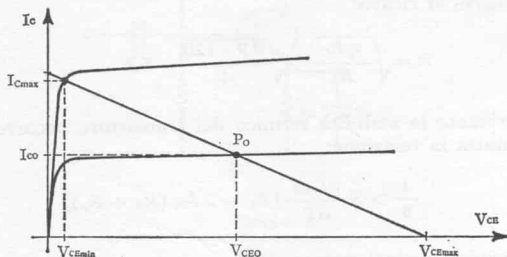


Figura 5.

Segue per la potenza alternativa P_c sul carico R_c :

$$P_c = \frac{V_{CM}^2}{2 R_c} = \frac{5,5^2}{2 \cdot 120} = 0,126 \text{ W}$$

La potenza P_u utilizzata sul secondario è:

$$P_u = \eta_l P_c = 0,9 \cdot 0,126 = 0,113 \text{ W}$$

e quella assorbita dalla batteria E_c :

$$P_a = (I_{CO} + I_{R2}) E_c = 54,5 \cdot 10^{-3} \cdot 8,25 \cong 0,45 \text{ W}$$

quindi i rendimenti di conversione e totale valgono:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{0,126}{0,45} = 28 \%$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{0,113}{0,45} = 25,1 \%$$

5) Essendo il rendimento del trasformatore:

$$\eta_t = \frac{n^2 R_L}{R_c}$$

dove $n = N_1/N_2$, si ricava:

$$n = \sqrt{\frac{\eta_t R_c}{R_L}} = \sqrt{\frac{0,9 \cdot 120}{4}} = 5,2$$

Per verificare la stabilità termica del transistor occorre vedere se è soddisfatta la relazione:

$$\frac{1}{\theta} > S \frac{dI_{CBO}}{dT} [E_c - 2 I_{CO} (R_E + R_p)]$$

Sostituendo i valori numerici, risulta:

$$\frac{1}{150} > 9,25 \cdot 0,07 \cdot 300 \cdot 10^{-6} [8,25 - 2 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 45]$$

ed eseguendo i calcoli:

$$\frac{1}{150} > 0,73 \cdot 10^{-3}$$

Essendo la diseuguaglianza soddisfatta, non esiste pericolo di fuga termica.

ESERCIZIO N. 4.

Si vuole progettare un amplificatore di potenza in classe A secondo lo schema di fig. 6, in grado di fornire una potenza $P_u = 1,5 \text{ W}$ ad un utilizzatore di resistenza $R_L = 8 \Omega$. Le frequenze di taglio sono fissate ai valori $f_1 = 20 \text{ Hz}$ e $f_2 = 20 \text{ kHz}$. Nel transistor si ammette una temperatura massima del contenitore $T_c = 100^\circ \text{C}$ e si assume il rendimento η_t del trasformatore di uscita pari a 0,8. Si determinino anche gli elementi di quest'ultimo e l'ammontare delle distorsioni.

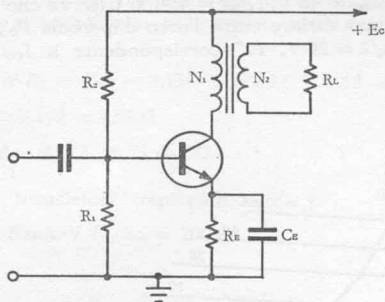


Figura 6.

Soluzione:

La potenza P_c convertita in alternata è determinata dalla relazione:

$$P_c = P_u / \eta_t = 1,5 / 0,8 = 1,875 \text{ W}$$

Incrementando tale valore di un 50 % per tener conto degli spostamenti del punto di funzionamento con la temperatura, si ottiene un valore:

$$P_c' = 1,5 P_c = 2,8 \text{ W}$$

La potenza dissipata a riposo dal transistor, supponendo $\eta_c \cong 50 \%$ risulta approssimativamente:

$$P_{do} = P_c' / \eta_c = 2 P_c' = 5,6 \text{ W}$$

Occorre quindi scegliere un transistor che sia in grado di dissipare alla temperatura del contenitore $T_c = 100^\circ\text{C}$ una potenza superiore a 5,6 W. Si può scegliere il transistor BDX 24, il quale alla temperatura $T_c = 100^\circ\text{C}$ può dissipare circa 16 W.

Tracciando l'iperbole corrispondente alla potenza $P_{do} = 5,6 \text{ W}$ sulle caratteristiche del transistor riportate in fig. 7, leggendo sui

manuali che $V_{CEmax} = 40 \text{ V}$, $I_{Cmax} = 4 \text{ A}$, si osserva che il punto di funzionamento P_O può variare entro l'arco d'iperbole P_O' , corrispondente a $V_{CEO} = V_{CEmax}/2 = 20 \text{ V}$, P_O'' corrispondente a $I_{CO} = I_{Cmax}/2 = 2 \text{ A}$.

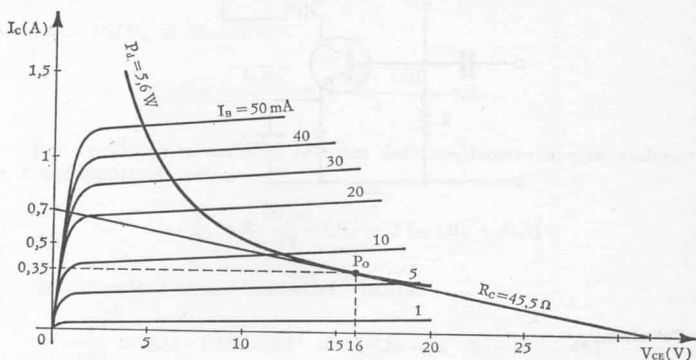


Figura 7.

Per mantenersi entro limiti di sicurezza accettabili, è opportuno scegliere il punto P_O corrispondente a $V_{CEO} = 16 \text{ V}$; $I_{CO} = 0,35 \text{ A}$ e $I_{BO} = 7 \text{ mA}$. Non è opportuno scegliere valori di I_{CO} più elevati poiché la curva di h_{fe} in funzione di I_C mostra che i valori più alti di tale parametro si ottengono per I_C intorno ai 100 mA e si mantiene a valori ancora abbastanza elevati fino a $0,6 \div 0,7 \text{ A}$.

La resistenza di carico dinamica R_C si ottiene ora dalla relazione:

$$R_C = 2 P_O' / I_{CO}^2 = 2 \cdot 2,8 / 0,35^2 = 45,5 \Omega$$

e la corrispondente retta di carico dinamica è riportata in fig. 7.

Dalla (6) si può ricavare ora il rapporto spire n del trasformatore di uscita:

$$n = \sqrt{\eta_p R_C / R_L} = \sqrt{0,8 \cdot 45,5 / 2} = 2,15$$

Gli altri elementi del trasformatore di uscita ammettendo negli avvolgimenti la stessa densità di corrente, sono determinati in base alle relazioni:

$$R_t = R_c - n^2 R_L = 45,5 - 2,15^2 \cdot 8 = 45,5 - 4,55 \cdot 8 = 9,1 \Omega$$

$$R_p = R_t/2 = 9,1/2 = 4,55 \Omega$$

$$R_s = R_t/2 n^2 = 9,1/2 \cdot 4,55 = 1 \Omega$$

ed essendo nel transistor impiegato:

$$h_{oe} = 5 \text{ mA/V} \quad (1/h_{oe} = 200 \Omega),$$

segue:

$$\begin{aligned} L &= \frac{n^2 (R_s + R_L) (R_p + 1/h_{oe})}{2\pi f_1 [n^2 (R_s + R_L) + R_p + 1/h_{oe}]} = \\ &= \frac{4,55 (1 + 8) (4,55 + 200)}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 [4,55 \cdot 9 + 4,55 + 200]} = 0,27 \text{ H} \end{aligned}$$

$$L_t = \frac{R_p + n^2 R_s + n^2 R_L + 1/h_{oe}}{2\pi f_2} = \frac{45,5 + 200}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3} = 1,96 \text{ mH}$$

Per il gruppo di R_E , C_E , si ha, fissando $V_{RE} = 1,4 \text{ V}$:

$$R_E = V_{RE}/(I_{CO} + I_{BO}) \cong V_{RE}/I_{CO} = 1,4/0,35 = 4 \Omega$$

$$X_{CE} = R_E/10 = 0,4 \Omega$$

$$1/2 \pi f_1 C_E = 0,4$$

$$C_E = 1/0,4 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 20 = 20.000 \mu\text{F}$$

Il valore ottenuto per C_E è estremamente elevato, però occorre osservare che anche la tensione di lavoro è estremamente bassa, per cui le sue dimensioni non risultano eccessive.

Per quanto riguarda il gruppo di polarizzazione $R_1 \div R_2$, osservando sui manuali che il valore di h_{FE} è dell'ordine di 100 nella zona di funzionamento, ci si propone di ottenere un fattore di stabilità termica $S = 10$.

Poiché:

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B/(1 + h_{FE})}$$

sostituendo i valori numerici, si ha:

$$10 = \frac{4 + R_B}{4 + R_B/101}$$

da cui:

$$R_B = 36 \cdot 101/91 = 40 \, \Omega$$

D'altra parte, dalle caratteristiche, in corrispondenza di I_{B0} si legge: $V_{BE0} = 0,8 \, \text{V}$, per cui è:

$$V_{B0} = V_{BE0} + V_{EO} = 0,8 + 1,4 = 2,2 \, \text{V}$$

$$E_B = V_{B0} + R_B I_{B0} = 2,2 + 40 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 2,48 \, \text{V}$$

Poiché la tensione di alimentazione E_C vale:

$$\begin{aligned} E_C &= V_{EO} + V_{CEO} + R_P I_{CO} = 1,4 + 16 + 4,55 \cdot 0,35 = \\ &= 1,4 + 16 + 1,6 = 19 \, \text{V} \end{aligned}$$

si ottiene:

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 40$$

$$R_1 / (R_1 + R_2) = E_B / E_C = 2,48 / 19 = 0,131$$

da cui:

$$R_2 = 40 / 0,131 = 304 \, \Omega$$

$$R_1 = 46 \, \Omega$$

Dalle caratteristiche d'ingresso del transistor, riportate in fig. 8 insieme alla caratteristica mutua dinamica, costruita per la resistenza R_C fissata, si può ora osservare che l'escursione massima V_{BEM} del segnale di tensione v_{BE} all'ingresso del transistor può essere di $0,3 \, \text{V}$. Infatti è $V_{BE0} = 0,8 \, \text{V}$ e $(V_{BE})_{I_B=0} = 0,5 \, \text{V}$, per cui la tensione alternativa di base oscilla fra i limiti:

$$V_{BEmin} = 0,5 \, \text{V}$$

$$V_{BEmax} = 1,1 \, \text{V}$$

In corrispondenza la corrente di base assume valori:

$$I_{B\min} = 0$$

$$I_{B\max} = 25 \text{ mA}$$

e quella di collettore:

$$I_{C\min} \cong 0$$

$$I_{C\max} = 0,67 \text{ A}$$

Per verificare le distorsioni occorre anche calcolare i valori di I_c' e I_c'' di I_c in corrispondenza degli istanti $T/8$ e $3T/8$. Seguendo il procedimento indicato nel capitolo precedente e riportando sulle caratteristiche di fig. 8, dopo aver trovato che i valori corrispondenti V_{BE}' e V_{BE}'' di V_{BE} risultano:

$$V_{BE}' = V_{BE0} + V_{BEM} \cos 45^\circ = 0,8 + 0,3 \sqrt{2}/2 = 1,01 \text{ V}$$

$$V_{BE}'' = V_{BE0} + V_{BEM} \cos 135^\circ = 0,8 - 0,3 \sqrt{2}/2 = 0,59 \text{ V}$$

si ottiene:

$$I_B' = 17 \text{ mA} \quad ; \quad I_B'' = 1,5 \text{ mA}$$

e in corrispondenza:

$$I_c' = 0,61 \text{ A} \quad ; \quad I_c'' = 0,12 \text{ A}$$

Le ampiezze della fondamentale di corrente e delle armoniche generate dalle distorsioni, risultano:

$$\begin{aligned} I_{C1M} &= \frac{I_{C\max} - I_{C\min} + \sqrt{2}(I_c' - I_c'')}{4} = \\ &= \frac{0,67 - 0 + 1,41(0,61 - 0,12)}{4} = 0,34 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_O &= I_{C2M} = (I_{C\max} - I_{C\min} - 2 I_{CO})/4 = (0,67 - 2 \cdot 0,35)/4 = \\ &= -7,5 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C3M} &= \frac{I_{C\max} - I_{C\min} + \sqrt{2}(I_c' - I_c'')}{4} = \frac{0,67 - 1,41 \cdot 0,49}{4} = \\ &= -5 \text{ mA} \end{aligned}$$

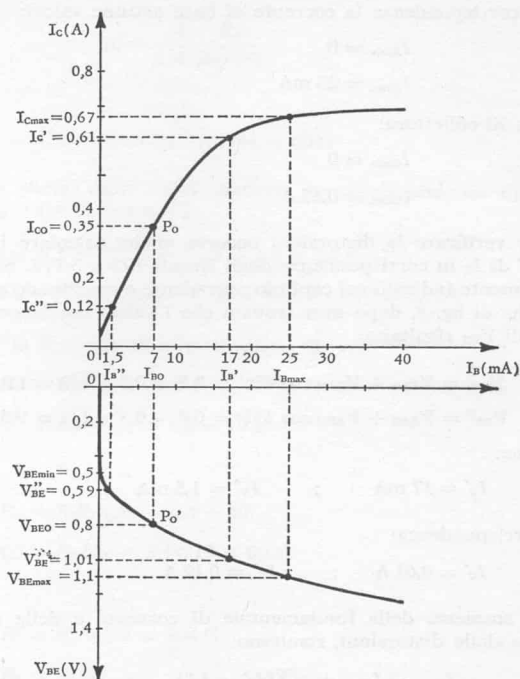


Figura 8.

Si ha quindi:

$$D_2 = I_{C2M}/I_{C1M} = 7,5 \cdot 10^{-3}/342 \cdot 10^{-3} = 2,2 \%$$

$$D_3 = I_{C3M}/I_{C1M} = 5 \cdot 10^{-3}/342 \cdot 10^{-3} = 1,46 \%$$

e la distorsione totale:

$$D_t = \sqrt{2,2^2 + 1,46^2} = 2,64 \%$$

La potenza P_c convertita in alternata vale:

$$P_c = I_{c1m}^2 R_c / 2 = 0,342^2 \cdot 45,5 / 2 = 2,66 \text{ W}$$

e quella assorbita dall'alimentatore:

$$P_a = E_c (I_{CO}^* + I_{R2})$$

essendo:

$$I_{CO}^* = I_{CO} + I_O = (350 - 7,5) \cdot 10^{-3} = 342,5 \text{ mA}$$

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{BO} = V_{BO} / R_1 + I_{BO} = 2,2 / 46 + 7 \cdot 10^{-3} = 54,5 \text{ mA}$$

quindi:

$$P_a = 19 (342,5 + 54,5) \cdot 10^{-3} = 19 \cdot 397 \cdot 10^{-3} = 7,5 \text{ W}$$

Il rendimento di conversione dello stadio risulta dunque:

$$\eta_c = P_c / P_a = 2,66 / 7,5 = 35,4 \%$$

piuttosto inferiore a quello teorico del 50 %.

ESERCIZIO N. 5.

L'amplificatore di potenza di fig. 6, fornisce potenza ad un utilizzatore di resistenza $R_L = 4 \Omega$. Sapendo che il trasformatore di uscita ha un rendimento $\eta_t = 0,85$, che la resistenza R_p del primario è la metà della resistenza totale R_t riportata al primario, che il rapporto di trasformazione è $n = N_1 / N_2 = 4$, che l'ampiezza massima della corrente alternativa di collettore vale $I_{CM} = 200 \text{ mA}$, determinare:

- 1) La potenza trasferita all'utilizzatore.
- 2) La potenza di pilotaggio dell'amplificatore.
- 3) La frequenza di taglio inferiore f_1 e quella superiore f_2 , sapendo che l'induttanza L del trasformatore che partecipa alla mutua induzione vale $0,3 \text{ H}$, che l'induttanza di dispersione riportata al primario è $L_t = 2 \text{ mH}$ e che i parametri del transistor nell'intorno della zona di lavoro valgono: $h_{ie} = 120 \Omega$; $h_{fe} = 125$; $h_{oe} = 5 \text{ mA/V}$; h_{re} trascurabile.

Soluzione:

- 1) La resistenza di carico vista dal collettore del transistor vale:

$$R_c = \frac{n^2 R_L}{\eta_t} = \frac{16 \cdot 4}{0,85} = 75,29 \, \Omega$$

Poiché il circuito equivalente dell'amplificatore alle medie frequenze si presenta come in fig. 9, la potenza P_c convertita in alternata, risulta:

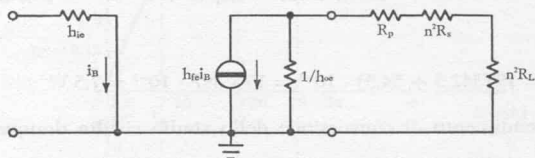


Figura 9.

$$P_c = \frac{I_{CM}^2}{2} R_c = \frac{0,2^2}{2} 75,29 = 1,505 \, \text{W}$$

e quella trasferita all'utilizzatore R_L :

$$P_u = \eta_t P_c = 0,85 \cdot 1,505 \cong 1,28 \, \text{W}$$

- 2) Poiché è, dal circuito di fig. 9:

$$i_c = \frac{h_{fe} i_B}{1 + h_{oe} R_c}$$

si ricava l'ampiezza della tensione alternativa di base:

$$\begin{aligned} I_{BM} &= I_{CM} \frac{1 + h_{oe} R_c}{h_{fe}} = \frac{0,2 (1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 75,29)}{125} \cong \\ &\cong 2,2 \, \text{mA} \end{aligned}$$

e quindi la potenza di pilotaggio dell'amplificatore:

$$P_i \cong \frac{I_{BM}^2}{2} h_{ie} = \frac{2,2^2 \cdot 10^{-6}}{2} 120 \cong 0,29 \text{ mW}$$

- 3) Il circuito equivalente dell'amplificatore alle basse frequenze risulta come in fig. 10, in cui è $R_p = R_t/2$, dove:

$$R_t = R_C - n^2 R_L = 75,29 - 64 = 11,29 \Omega$$

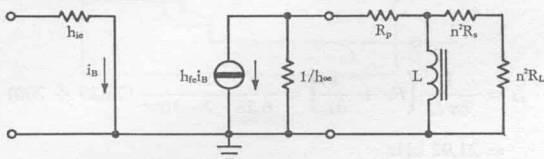


Figura 10.

Segue:

$$R_p \cong 5,65 \Omega$$

La frequenza di taglio inferiore si ottiene uguagliando la reattanza L alla resistenza vista ai suoi morsetti. Si ha:

$$\begin{aligned} f_l &= \frac{1}{2\pi L} \frac{\left(R_p + \frac{1}{h_{oe}}\right) (n^2 R_s + n^2 R_L)}{R_p + \frac{1}{h_{oe}} + n^2 R_C + n^2 R_L} = \\ &= \frac{1}{6,28 \cdot 0,3} \frac{(5,65 + 200) (5,65 + 64)}{275,29} = 27,62 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Alle alte frequenze il circuito equivalente si presenta come in fig. 11.

4) Il rendimento di conversione η_c .

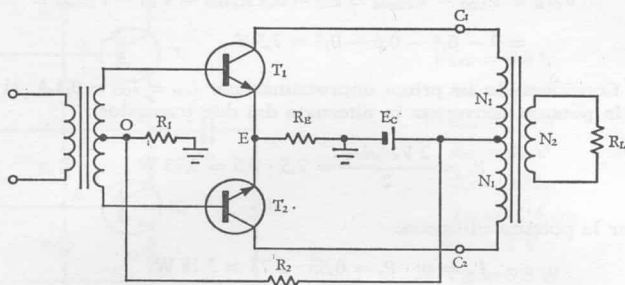


Figura 12.

Soluzione:

1) Nel collegamento *push-pull* le resistenze R_1 , R_2 e R_E hanno valori determinabili come segue:

$$V_{BO} = V_{BEO} + V_{EO} = 0,35 + 0,6 = 0,95 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{E_C - V_{BO}}{I_{RE2}} = \frac{9 - 0,95}{0,24 \cdot 0,5} = 67 \Omega$$

In R_1 scorre la corrente:

$$I_{R1} = I_{R2} - 2 I_{BO} = 0,12 - 0,008 = 0,112 \text{ A}$$

da cui:

$$R_1 = \frac{V_{BO}}{I_{R1}} = \frac{0,95}{0,112} = 8,5 \Omega$$

Infine per R_E si ha:

$$R_E = \frac{V_{EO}}{2 I_{EO}} = \frac{0,6}{2 (0,5 + 0,008)} \cong 0,59 \Omega$$

- 2) L'ampiezza della tensione ai capi di un transistor è:

$$\begin{aligned} V_{CEM} &= V_{CEO} - V_{CEmin} = E_C - 0,5 R_F I_{CO} - V_{EO} - V_{CEmin} = \\ &= 9 - 0,4 - 0,6 - 0,5 = 7,5 \text{ V} \end{aligned}$$

Considerando in prima approssimazione $I_{CM} = I_{CO} = 0,5 \text{ A}$, si ha per la potenza convertita in alternata dai due transistori:

$$P_c = \frac{2 V_{CEM} I_{CM}}{2} = 7,5 \cdot 0,5 = 3,75 \text{ W}$$

e per la potenza utilizzata:

$$P_u = \eta_t \cdot P_c = 0,85 \cdot 3,75 \cong 3,18 \text{ W}$$

- 3) La resistenza di carico dinamica vista tra C_1 e C_2 , vale:

$$R_{CC} = \frac{2 P_c}{I_{CM}^2} = \frac{2 \cdot 3,75}{0,25} = 30 \Omega$$

Segue per il rapporto spire n :

$$n = \sqrt{\frac{\eta_t R_{CC}}{R_L}} = \sqrt{\frac{0,85 \cdot 30}{4}} \cong 2,53$$

- 4) La potenza P_a assorbita dall'alimentatore vale:

$$P_a = E_C (2 I_{CO} + I_{R2}) = 9 (1 + 0,24 \cdot 0,5) = 10,1 \text{ W}$$

da cui:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{3,75}{10,1} \cong 37 \%$$

ESERCIZIO N. 7.

L'amplificatore di potenza di fig. 13 è realizzato con due transistori uguali collegati *single-ended* e funziona in classe A. Sono noti:

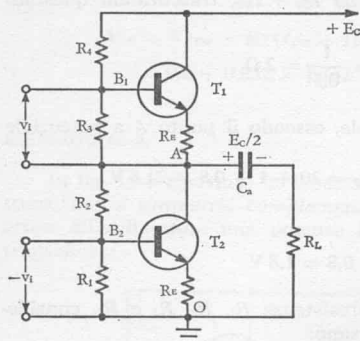


Figura 13.

$$V_{BE0} = 0,8 \text{ V}$$

$$I_{BO} = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CEmin} = 0,6 \text{ V}$$

$$E_C = 40 \text{ V}$$

$$R_L = 20 \Omega$$

$$I_{R4} = 0,16 I_{CO}$$

$$V_{RE} = 1 \text{ V}$$

$$P_{do} = 9,5 \text{ W}$$

essendo P_{do} la potenza dissipata a riposo da ciascun transistorore. Si trovino:

- 1) I valori di tutte le resistenze presenti nello schema.
- 2) La potenza assorbita dall'utilizzatore.
- 3) L'ampiezza della tensione d'ingresso V_{im} a ciascun transistorore sapendo che $V_{BEM} \cong 0,2 \text{ V}$ e $I_{BM} \cong 6 \text{ mA}$.

Soluzione:

- 1) La tensione V_{CEO} ai capi di ciascun transistorore, considerando che i punti di riposo dei due transistorori sono uguali, è:

$$V_{CEO} = \frac{E_C - 2 V_{EO}}{2} = \frac{40 - 2 \cdot 1}{2} = 19 \text{ V}$$

Essendo P_{do} la potenza dissipata a riposo da ciascun transistorore, segue per I_{CO} :

$$I_{CO} = \frac{P_{do}}{V_{CEO}} = \frac{9,5}{19} = 0,5 \text{ A}$$

e, per la resistenza R_E , percorsa da $I_{CO} + I_{BO}$, trascurando quest'ultima:

$$R_E = \frac{V_{EO}}{I_{CO} + I_{BO}} \cong \frac{1}{0,5} = 2 \, \Omega$$

Il potenziale della base B_1 vale, essendo il punto A a potenziale $E_C/2$:

$$V_{B1} = E_C/2 + V_{RE} + V_{BEO} = 20 + 1 + 0,8 = 21,8 \, \text{V}$$

e il potenziale della base B_2 :

$$V_{B2} = V_{RE} + V_{BEO} = 2 + 0,8 = 1,8 \, \text{V}$$

Si possono ora calcolare le resistenze R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , considerando le correnti che le attraversano:

$$R_4 = \frac{E_C - V_{B1}}{I_{R4}} = \frac{40 - 21,8}{0,16 \cdot 0,5} = 228 \, \Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{B1} - E_C/2}{I_{R4} - I_{BO}} = \frac{21,8 - 20}{(80 - 6) \cdot 10^{-3}} = 24,4 \, \Omega$$

$$R_2 = \frac{E_C/2 - V_{B2}}{I_{R4} - I_{BO}} = \frac{20 - 1,8}{(80 - 6) \cdot 10^{-3}} = 246 \, \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{B2}}{I_{R4} - 2 I_{BO}} = \frac{1,8}{(80 - 12) \cdot 10^{-3}} = 26,7 \, \Omega$$

Praticamente si ha: $R_1 \cong R_3$ e $R_2 \cong R_4$.

2) L'ampiezza massima possibile della tensione V_{CEM} è:

$$V_{CEM} = V_{CEO} - V_{CEmin} = 19 - 0,6 = 18,4 \, \text{V}$$

e la potenza utilizzata:

$$P_u = \frac{V_{CEM}^2}{2 R_L} = \frac{18,4^2}{2 \cdot 20} = 8,5 \, \text{W}$$

3) L'ampiezza della corrente che percorre ciascun transistor è:

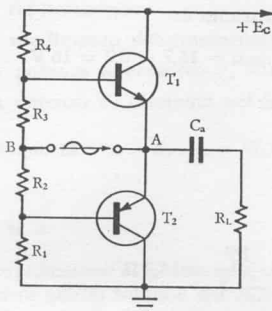
$$I_{CM} = \frac{V_{CEM}}{2 R_L} = \frac{18,4}{2 \cdot 20} = 0,46 \, \text{A}$$

La tensione V_{IM} d'ingresso a ciascun transistoro, dalla fig. 13, risulta:

$$\begin{aligned} V_{IM} &= V_{BEM} + R_E (I_{CM} + I_{BM}) = 0,2 + 2 (0,46 + 0,006) = \\ &= 0,2 + 0,932 = 1,132 \text{ V} \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 8.

In fig. 14 è riportato lo schema di un amplificatore di potenza a transistori a *simmetria complementare*, funzionante in classe A, che eroga all'utilizzatore una potenza $P_u = 9 \text{ W}$. Sono noti per ciascun transistoro:



$$V_{CEmin} = 0,7 \text{ V}$$

$$V_{BEO} = 0,8 \text{ V}$$

$$I_{BO} = 8 \text{ mA}$$

$$P_{do} = 10 \text{ W}$$

Figura 14.

Si conosce inoltre: $E_c = 33,4 \text{ V}$ e $I_{R4} = 70 \text{ mA}$.

Calcolare:

- 1) Tutte le resistenze presenti nello schema.
- 2) Il rendimento di conversione dello stadio.

Soluzione:

- 1) Poiché i potenziali continui dei punti A e B sono uguali, si ha:

$$V_{AO} = V_{BO} = E_c/2 = 33,4/2 = 16,7 \text{ V}$$

I potenziali V_{B1} e V_{B2} delle due basi dei transistori sono:

$$V_{B1} = E_C/2 + V_{BE0} = 16,7 + 0,8 = 17,5 \text{ V}$$

$$V_{B2} = V_{CE} - V_{BE0} = 16,7 - 0,8 = 15,9 \text{ V}$$

Si ha quindi per le resistenze $R_1 = R_4$ e $R_2 = R_3$:

$$R_1 = R_4 = \frac{E_C - V_{B1}}{I_{R4}} = \frac{33,4 - 17,5}{0,070} = 228 \Omega$$

$$R_2 = R_3 = \frac{V_{B1} - E_C/2}{I_{R4} - I_{B0}} = \frac{17,5 - 33,4/2}{0,070 - 0,008} \cong 13 \Omega$$

L'ampiezza della tensione di uscita è:

$$V_{CEM} = E_C/2 - V_{CE\min} = 16,7 - 0,7 = 16 \text{ V}$$

ed, essendo la potenza utilizzata:

$$P_u = \frac{V_{CEM}^2}{2 \cdot R_L}$$

si ricava:

$$R_L = \frac{V_{CEM}^2}{2 P_u} = \frac{16^2}{2 \cdot 9} \cong 14,2 \Omega$$

2) La potenza assorbita dall'alimentatore, dato che è:

$$I_{CO} = \frac{P_{do}}{V_{CEO}} = \frac{10}{16,7} \cong 0,6 \text{ A}$$

risulta:

$$P_a = E_C (I_{CO} + I_{R4}) = 33,4 (0,6 + 0,07) = 22,4 \text{ W}$$

e il rendimento di conversione:

$$\eta_c = \frac{P_u}{P_a} = \frac{9}{22,4} \cong 40 \%$$

ESERCIZI DA SVOLGERE**ESERCIZIO N. 1.**

Un amplificatore di potenza in classe A fornisce in uscita sulla resistenza utilizzatrice $R_L = 4 \Omega$ la potenza di 1 W con un rendimento di conversione $\eta_c = 35 \%$. Del trasformatore di uscita si conoscono $N_1 = 400$ spire, $N_2 = 50$ spire, $R_p = 20 \Omega$ e $R_s = 0,25 \Omega$.

Si calcolino:

- 1) Il rapporto spire.
- 2) Il rendimento del trasformatore η_t .
- 3) La potenza alternativa P_c sul circuito di collettore.
- 4) La potenza P_d dissipata nel funzionamento del transistor.

(Risposta: $n = 8$; $\eta_t = 87,7 \%$; $P_c \cong 1,14 \text{ W}$; $P_d \cong 2,12 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 2.

Un amplificatore di potenza ha un rendimento di conversione del 36 %, mentre quello totale è del 28,8 %. Conoscendo inoltre $R_L = 4 \Omega$ e il rapporto di trasformazione $n = 8$, si trovino la resistenza del primario R_p e quella del secondario R_s , volendo realizzare nei due avvolgimenti la stessa densità di corrente.

(Risposta: $R_p = 32 \Omega$; $R_s = 0,5 \Omega$)

ESERCIZIO N. 3.

L'amplificatore di potenza riportato in fig. 15 è realizzato con un transistor di cui si conoscono: $I_{CO} = 0,55 \text{ A}$; $h_{FE} = 80$; $V_{BEQ} = 0,35 \text{ V}$; $V_{CEmin} = 1 \text{ V}$.

Il rendimento del trasformatore di uscita è $\eta_t = 0,80$ e il rapporto spire $n = 2,5$; inoltre la potenza fornita all'utilizzatore $R_L = 4 \Omega$ è $P_u = 3 \text{ W}$. Si calcolino la tensione di alimentazione E_C , il

rendimento di conversione dello stadio η_c e la resistenza di polarizzazione R_B (si consideri la densità di corrente uguale nei due avvolgimenti, cioè $n^2 R_s = R_p$).

(Risposta: $E_C \cong 18 \text{ V}$; $\eta_c \cong 37,5 \%$; $R_B \cong 2,56 \text{ k}\Omega$)

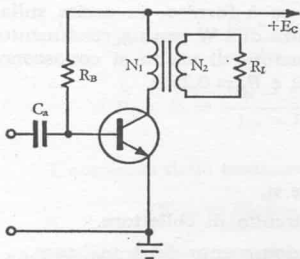


Figura 15.

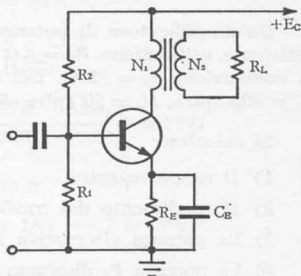


Figura 16.

ESERCIZIO N. 4.

Dell'amplificatore di potenza di fig. 16 si conoscono: $I_{CO} = 0,5 \text{ A}$; $V_{CEmin} = 0,8 \text{ V}$; $I_{CM} = 0,9 I_{CO}$; $R_p = 1 \Omega$; $V_{EO} = 0,5 \text{ V}$; $\eta_t = 0,85$.

Avendo a disposizione una tensione di alimentazione $E_C = 12 \text{ V}$ e considerando una corrente nel partitore $I_{R2} = 0,12 I_{CO}$, per una buona stabilizzazione, si trovino la potenza assorbita dall'utilizzatore e il rendimento di conversione dello stadio.

(Risposta: $P_u \cong 1,95 \text{ W}$; $\eta_c \cong 34,2 \%$)

ESERCIZIO N. 5.

L'amplificatore di potenza di fig. 16 è realizzato con un transistor al silicio NPN, che funziona con: $I_{CO} = 0,65 \text{ A}$; $V_{BE0} = 0,9 \text{ V}$; $h_{FE} = 75$. Conoscendo inoltre: $V_{CEmin} = 0,9 \text{ V}$; $R_L = 5 \Omega$; $V_{EO} = 1,5 \text{ V}$; $\eta_t = 0,86$ e volendo una $P_u = 4,3 \text{ W}$ con una $I_{CM} = 0,6 \text{ A}$, calcolare:

1) Il rapporto di trasformazione n e le resistenze R_p e R_s del trasformatore, considerando la stessa densità di corrente nel primario e nel secondario.

2) Tutte le resistenze dello schema desiderando, per una buona stabilizzazione, che la corrente in R_2 valga $I_{R2} = 0,12 I_{CO}$.

3) Il rendimento di conversione η_c dello stadio.

(Risposta: $n = 2,18$; $R_p = 2 \Omega$; $R_s = 0,42 \Omega$; $R_E = 2,28 \Omega$;

$R_1 = 34,6 \Omega$; $R_2 = 231 \Omega$; $\eta_c \cong 33,6 \%$).

ESERCIZIO N. 6.

La potenza utilizzata nell'amplificatore a transistori di fig. 16 è $P_u = 3,6 \text{ W}$ e la resistenza di carico $R_L = 5 \Omega$. Sono inoltre noti: $E_c = 16 \text{ V}$, $V_{EO} = 0,9 \text{ V}$; $\eta_t = 0,84$; $I_{CO} = 0,65 \text{ A}$; $V_{CEmin} = 0,8 \text{ V}$; $P_a = 11,68 \text{ W}$; $V_{BEO} = 0,7 \text{ V}$.

Supponendo $I_{CM} = I_{CO}$, si calcolino:

1) L'ampiezza della tensione alternativa V_{CEM} e il rendimento di conversione.

2) Le resistenze R_p , R_s e il rapporto spire n del trasformatore.

3) La corrente che scorre nell'utilizzatore R_L e la tensione ai capi del secondario.

4) Le resistenze di polarizzazione e stabilizzazione R_1 , R_2 , R_E sapendo che il transistor ha un $h_{FE} = 80$.

(Risposta: $V_{CEM} \cong 13,2 \text{ V}$; $\eta_c \cong 37 \%$; $n = 1,85$; $R_p = 1,63 \Omega$;

$R_s = 0,472 \Omega$; $I_{LM} = 1,2 \text{ A}$; $V_{LM} = 6 \text{ V}$; $R_1 = 22,2 \Omega$;

$R_2 = 180 \Omega$; $R_E \cong 1,37 \Omega$).

ESERCIZIO N. 7.

Il punto di funzionamento a riposo del transistor nell'amplificatore di fig. 16 è caratterizzato dai seguenti valori: $I_{CO} = 0,7 \text{ A}$; $V_{CEO} = 16 \text{ V}$; $h_{FE} = 70$; $V_{BEO} = 0,8 \text{ V}$; $V_{CEmin} = 0,8 \text{ V}$.

Conoscendo inoltre la resistenza al primario del trasformatore $R_p = 1,4 \Omega$, il suo rendimento $\eta_t = 0,83$ e il suo rapporto spire $n = 1,9$, calcolare:

1) La tensione di alimentazione E_c considerando una caduta $V_{EO} = 1 \text{ V}$ ai capi di R_E .

2) Le resistenze del partitore R_1 , R_2 , volendo un fattore di stabilizzazione $S = 9$.

3) Il rendimento di conversione dello stadio, ammettendo una $I_{CM} = 0,95 I_{CO}$.

4) Le resistenze R_L di carico e R_s del secondario del trasformatore.

5) La potenza P_i richiesta al preamplificatore per pilotare lo stadio in esame, supponendo che la tensione di soglia $(V_{BE})_{I_B=0}$ sia $V_s = 0,5 \text{ V}$ e $I_{BM} = I_{BO}$.

(Risposta: $E_c \cong 18 \text{ V}$; $R_1 = 14,35 \Omega$; $R_2 = 120 \Omega$; $\eta_c \cong 33,6 \%$;
 $R_L = 5,27 \Omega$; $R_s \cong 0,68 \Omega$; $P_i \cong 65 \text{ mW}$).

ESERCIZIO N. 8.

Un amplificatore di potenza in classe A viene realizzato secondo lo schema di fig. 4, impiegando un transistor che funziona a riposo con $I_{CO} = 50 \text{ mA}$; $V_{CEO} = 10 \text{ V}$; $V_{BEO} = 0,2 \text{ V}$ ed ha i parametri: $h_{je} = 70$, $h_{ie} = 400 \Omega$; $h_{oe} = 200 \mu\text{A/V}$, h_{re} trascurabile.

La tensione di alimentazione è di 12 V e il circuito di polarizzazione è realizzato con due resistenze $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ e con un diodo, la cui caduta di tensione è pari a V_{BEO} . Il trasformatore di uscita ha $N_1 = 600$ spire, $N_2 = 100$ spire, una resistenza del primario $R_p = 10 \Omega$, un rendimento $\eta_t = 0,85$ e il secondario è chiuso su una resistenza di utilizzazione $R_L = 4,7 \Omega$.

Supponendo le caratteristiche del transistor lineari in tutto il campo di funzionamento, fino ad un valore minimo di V_{CE} pari a $0,6 \text{ V}$, calcolare:

1) La temperatura di giunzione T_j del transistor nell'ipotesi che la sua resistenza termica sia $\theta = 100^\circ\text{C/W}$ e che la temperatura ambiente sia $T_a = 25^\circ\text{C}$.

2) La potenza P_c convertita in alternata, quella P_u erogata all'utilizzatore e i rendimenti di conversione η_c e totale η .

3) Il fattore di stabilizzazione termica S .

4) La potenza P_i erogata del generatore d'ingresso, sapendo che esso ha resistenza interna $r_g = 1 \text{ k}\Omega$.

(Risposta: $T_j = 75^\circ\text{C}$; $P_c = 0,22 \text{ W}$; $P_u = 0,187 \text{ W}$;

$\eta_c = 35,2 \%$; $\eta \cong 30 \%$; $S = 20,7$; $P_i \cong 1,37 \text{ mW}$)

ESERCIZIO N. 9.

Un amplificatore di potenza in classe A impiega un transistor che lavora a regime con una temperatura di giunzione $T_j = 85^\circ\text{C}$ quando la temperatura ambiente è $T_a = 25^\circ\text{C}$, essendo la resistenza termica $\theta = 120^\circ\text{C/W}$.

Sapendo che la corrente di collettore massima del transistor è $I_{CO\max} = -200 \text{ mA}$ e che la minima tensione di collettore al limite di linearità è $V_{CE\min} = -0,5 \text{ V}$, ponendo $I_{CO} = 1/2 I_{CO\max}$, determinare:

1) La potenza P_c convertita in alternata.

2) La tensione di alimentazione $-E_c$, sapendo che sull'emettitore è posta una resistenza $R_E = 10 \Omega$ e trascurando la resistenza del primario del trasformatore.

3) Il rendimento di conversione η_c , tenendo conto che il gruppo di polarizzazione assorbe una corrente di 5 mA .

4) Il rendimento del trasformatore η_t e il numero di spire del primario N_1 , conoscendo la resistenza di utilizzazione $R_L = 5 \Omega$, che il rendimento totale $\eta = 32 \%$ e infine il numero delle spire del secondario $N_2 = 150$.

(Risposta: $P_c = 0,225 \text{ W}$; $E_c = 6 \text{ V}$; $\eta_c = 35,7 \%$;

$\eta_t \cong 0,9$; $N_1 \cong 415$).

ESERCIZIO N. 10.

L'amplificatore di potenza a transistori, in collegamento *push-pull* di fig. 12, funzionante in classe A, fa uso di due transistori che

a riposo funzionano con $V_{CEO} = 7 \text{ V}$; $I_{CO} = 0,6 \text{ A}$; $V_{BEO} = 0,8 \text{ V}$; $h_{FE} = 70$. Sono note inoltre le resistenze $R_2 = 50 \Omega$; $R_E = 0,6 \Omega$. Si determinino:

- 1) La tensione di alimentazione, considerando una resistenza del primario del trasformatore $R_p = 1,8 \Omega$.
- 2) La potenza erogata dall'alimentatore.
- 3) La potenza convertita in alternata e quella utilizzata se i rendimenti di conversione e del trasformatore sono rispettivamente $\eta_c = 32 \%$ e $\eta_t = 0,85$.
- 4) Le resistenze R_1 e R_L di utilizzazione, conoscendo $V_{CEmin} = 0,8 \text{ V}$ e il rapporto spire $n = 2 N_1/N_2 = 2$.

(Risposta: $E_C = 8,26 \text{ V}$; $P_a \cong 11 \text{ W}$; $P_c \cong 3,52 \text{ W}$;
 $P_u \cong 3 \text{ W}$; $R_1 = 13,6 \Omega$; $R_L = 4,61 \Omega$)

ESERCIZIO N. 11.

Un amplificatore di potenza è realizzato con collegamento in *single-ended* e funziona in classe A, secondo lo schema di fig. 13. I transistori a riposo lavorano nelle seguenti condizioni: $I_{CO} = 0,65 \text{ A}$; $V_{CEO} = 16 \text{ V}$; $V_{BEO} = 0,8 \text{ V}$; $V_{CEmin} = 0,7 \text{ V}$ e presentano nell'intorno del punto di funzionamento $h_{FE} = 80$.

Si determinino:

- 1) La tensione di alimentazione E_C , essendo $R_E = 2 \Omega$.
- 2) I valori delle resistenze R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , sapendo che la potenza erogata dall'alimentatore è $P_a = 27,6 \text{ W}$.
- 3) La potenza assorbita dall'utilizzatore considerando una $I_{CM} = 0,6 \text{ A}$ per ciascun transistor e il valore di R_L .
- 4) Il rendimento di conversione dello stadio.

(Risposta: $E_C = 34,6 \text{ V}$; $R_1 = 15,7 \Omega$; $R_2 = 107 \Omega$; $R_3 = 14,8 \Omega$;
 $R_4 = 100 \Omega$; $P_u = 8,57 \text{ W}$; $R_L = 11,9 \Omega$; $\eta_c = 31 \%$)

ESERCIZIO N. 12.

Un amplificatore a simmetria complementare lavora in classe A e lo schema è riportato in fig. 14 con in più due resistenze R_E sui

due emettitori. I transistori presentano a riposo (in valore assoluto): $V_{CE0} = 10 \text{ V}$; $I_{CO} = 0,6 \text{ V}$; $V_{BE0} = 0,8 \text{ V}$; $h_{FE} = 75$.

Calcolare:

1) La tensione di alimentazione E_C , considerando su ciascuna resistenza R_E una caduta di tensione di 2 V .

2) Le resistenze R_E , R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , conoscendo la potenza erogata dall'alimentatore $P_a = 30 \text{ W}$.

3) L'ampiezza della tensione di uscita, essendo $V_{CE\min} = 0,8 \text{ V}$ e la potenza P_u sulla resistenza di carico $R_L = 14,85 \Omega$.

4) Il rendimento di conversione.

(Risposta: $E_C = 40 \text{ V}$; $R_1 = R_4 = 115 \Omega$; $R_2 = R_3 = 19,7 \Omega$;

$R_E = 3,3 \Omega$; $V_{CEM} = 15,6 \text{ V}$; $P_u = 8,2 \text{ W}$; $\eta_c = 27,2 \%$)



CAPITOLO DECIMO

AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE B

Generalità.

Gli amplificatori in classe *B* sono caratterizzati dal fatto che gli elementi attivi (transistori) sono polarizzati all'interdizione, per cui la corrente in uno di essi può circolare solo per mezzo periodo del segnale alternativo applicato.

Allo scopo di evitare forti distorsioni l'amplificatore deve essere costituito da due elementi attivi collegati in controfase o *push-pull*. Il rendimento di conversione massimo teorico che si ottiene con tale tipo di collegamento vale: $\eta_c = 78,5\%$ nel caso che l'elemento attivo al massimo della conduzione possa essere considerato un cortocircuito e i circuiti di polarizzazione non assorbano potenza.

In pratica raramente si arriva a $\eta_c = 70\%$.

Vale la stessa simbologia adottata nel capitolo precedente.

Nel caso che l'utilizzatore R_L sia accoppiato all'amplificatore tramite trasformatore di uscita (fig. 1), poichè quando un transistor con-

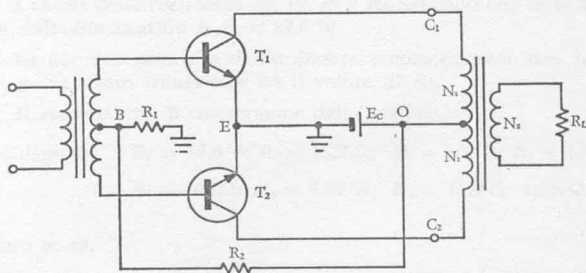


Figura 1.

duce, l'altro è l'interdetto, la resistenza di carico R_C di ciascun transistore vale:

$$R_C = R_p + n^2(R_L + R_s)$$

essendo R_p la resistenza di metà primario del trasformatore e:

$$n = N_1/N_2$$

I transistori impiegati devono essere scelti in modo che possano ciascuno dissipare almeno una potenza $P_d = 0,2 P_C$ e abbiano una tensione massima di collettore:

$$V_{CE\max} < E_C/2$$

essendo E_C la tensione di alimentazione dell'amplificatore. Il circuito di polarizzazione deve essere dimensionato in modo tale che la tensione V_{BEQ} di ciascun transistore sia quella corrispondente a $I_B = 0$, cioè circa $0,1 \div 0,2$ V per i transistori al germanio e $0,5 \div 0,6$ V per quelli al silicio.

Il trasformatore di uscita, dati i bassi valori richiesti per la resistenza di carico R_C vista da ciascun transistore, può spesso essere eliminato e il collegamento in controfase realizzato con transistori a simmetria complementare (un NPN e un PNP aventi caratteristiche simili) o con un collegamento a simmetria quasi complementare.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Un amplificatore di potenza in controfase in classe *B* viene realizzato secondo lo schema di fig. 1 impiegando due transistori AC 187. Sono noti: $E_C = 9 \text{ V}$; $R_L = 4 \Omega$; $V_{CEmin} = 0,6 \text{ V}$; $(V_{BE})_{I_{B=0}} = 0,15 \text{ V}$. Fissando inoltre $I_{Cmax} = 1,4 \text{ A}$ e la resistenza R_1 del gruppo di polarizzazione al valore 22Ω , determinare:

- 1) La potenza di uscita supponendo il rendimento del trasformatore $\eta_t = 0,8$.
- 2) Il numero di spire $2 N_1$ del primario del trasformatore di uscita sapendo che il secondario ha $N_2 = 100$ spire.
- 3) Il valore della resistenza R_2 , affinché si lavori esattamente in classe *B*.
- 4) La potenza di comando dell'amplificatore.

Soluzione:

1) Poiché ciascun transistorore, a riposo, è interdetto ($V_{CE} \cong E_C$), l'ampiezza di una semionda della tensione alternativa fra collettore e massa di ciascun transistorore è:

$$V_{CM} \cong E_C - V_{CEmin} = 8,4 \text{ V}$$

mentre l'ampiezza della corrente alternativa è circa I_{Cmax} . Quindi la potenza alternativa P_c disponibile sul primario del trasformatore vale:

$$P_c = \frac{8,4 \cdot 1,4}{2} \cong 5,88 \text{ W}$$

e quella utilizzata:

$$P_u = \eta_t P_c = 0,8 \cdot 5,88 \cong 4,7 \text{ W}$$

2) La resistenza R_C vista sul primario del trasformatore (fra collettore e massa di ciascun transistorore) vale:

$$R_C = \frac{V_{CM}}{I_{Cmax}} = \frac{8,4}{1,4} = 6 \Omega$$

Quella riportata su metà primario dal secondario è invece:

$$n^2 R_L = \eta_i R_C = 0,8 \cdot 6 = 4,8 \Omega$$

(Si ricorda che in classe B ogni transistorore conduce per mezzo periodo e quindi funziona solo metà primario del trasformatore).

Segue per il rapporto di trasformazione n :

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{n^2 R_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{4,8}{4}} \cong 1,1$$

da cui:

$$2 N_1 = 2 \cdot 1,1 \cdot N_2 = 220 \text{ spire.}$$

3) Perché i transistori lavorino esattamente in classe B, occorre che siano polarizzati con una V_{BEO} uguale al valore che la tensione base-emettitore assume in corrispondenza di $I_B = 0$ (così la corrente di base comincia a circolare non appena inizia il semiperiodo positivo della tensione alternativa applicata fra base ed emettitore). Essendo tale valore di $V_{BE} = 0,15 \text{ V}$, si deve avere:

$$E_C \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,15$$

da cui:

$$R_2 = \frac{8,85 \cdot 22}{0,15} = 1,3 \text{ k}\Omega$$

4) Dalle caratteristiche di collettore si ricava il valore massimo della corrente di base, in corrispondenza di V_{CEmin} e I_{Cmax} . Risulta:

$$I_{Bmax} \cong 9 \text{ mA}$$

Dalle caratteristiche d'ingresso del transistorore, in corrispondenza di I_{Bmax} si ricava:

$$V_{BEmax} = 0,65 \text{ V}$$

e quindi l'ampiezza della componente alternativa fra base e massa vale:

$$V_{BM} = V_{BEmax} - (V_{BE})_{I_B=0} = 0,5 \text{ V}$$

Ora dall'esame della fig. 1 risulta che l'ampiezza della semionda su ciascuna metà del secondario del trasformatore d'ingresso è:

$$V_{iM} = V_{BM} + R_B I_{Bmax}$$

essendo R_B il parallelo tra R_1 ed R_2 , che nel caso in esame viene praticamente a coincidere con R_1 .

Sostituendo i valori numerici si ha:

$$V_{IM} = 0,5 + 22 \cdot 9 \cdot 10^{-3} \cong 0,7 \text{ V}$$

e tale è anche l'ampiezza della tensione alternativa sul secondario del trasformatore d'ingresso.

La potenza P_i di comando del controfase vale allora:

$$P_i = \frac{V_{IM} I_{B\max}}{2} = \frac{0,7 \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{2} = 3,15 \text{ mW}$$

ESERCIZIO N. 2.

Si vuole progettare un amplificatore di potenza in classe B in grado di fornire al carico $R_L = 4 \Omega$ una potenza di 3 W, impiegando due transistori AC 187, collegati in controfase, secondo lo schema di fig. 1. La tensione di alimentazione E_c è fissata a 7 V e la massima potenza che può essere dissipata dal transistor è di 1 W con un opportuno dissipatore.

Assumendo un rendimento del trasformatore di uscita $\eta_t = 0,8$, si calcoli:

- 1) Il rapporto spire del trasformatore di uscita.
- 2) Il rendimento di conversione e la potenza dissipata da ciascun transistor quando il carico assorbe 3 W.

(I valori limiti del transistor sono: $V_{CE\max} = 15 \text{ V}$ e $I_{C\max} = 2 \text{ A}$).

Soluzione:

1) La potenza P_c convertita in alternata, affinché P_u sia di 3 W, deve essere:

$$P_c = \frac{P_u}{\eta_t} = \frac{3}{0,8} = 3,75 \text{ W}$$

Volendo tenere un margine di sicurezza del 20 %, l'amplificatore deve essere dimensionato per una potenza massima:

$$P'_c = 1,2 P_c = 1,2 \cdot 3,75 = 4,5 \text{ W}$$

Poiché la potenza dissipata in ciascun transistorore è circa $0,2 P'_e$, occorre che esso sia in grado di dissipare almeno una potenza:

$$P_d = 0,2 P'_e = 0,2 \cdot 4,5 = 0,9 \text{ W}$$

Il transistorore scelto, potendo dissipare 1 W, risulta idoneo.

Dalle caratteristiche di collettore del transistorore risulta che la tensione di saturazione è $V_{CEsat} = 0,7 \text{ V}$, per cui la massima ampiezza della tensione alternativa V_{Cmax} di collettore vale:

$$V_{Cmax} = E_C - V_{CEsat} = 7 - 0,7 = 6,3 \text{ V}$$

Segue per la resistenza di carico R_C vista da ciascun transistorore:

$$R_C = \frac{V_{Cmax}^2}{2 P'_e} = \frac{6,3^2}{2 \cdot 4,5} = 4,4 \Omega$$

cui corrisponde il valore massimo della corrente di collettore:

$$I_{Cmax} = \frac{V_{Cmax}}{R_C} = \frac{6,3}{4,4} \cong 1,43 \text{ A}$$

inferiore al massimo ammissibile di 2 A (anche la tensione massima $V_{CEmax} \cong 2 E_C = 14 \text{ V}$ risulta inferiore al massimo ammissibile di 15 V).

Essendo il rendimento del trasformatore:

$$\eta_t = \frac{n^2 R_L}{R_C}$$

dove $n = N_1/N_2$, segue:

$$n = \sqrt{\frac{\eta_t R_C}{R_L}} = \sqrt{\frac{0,8 \cdot 4,4}{4}} = 0,94$$

2) Affinché la potenza convertita in alternata sia $P_e = 3,75 \text{ W}$, l'ampiezza I_{CM} della corrente in ciascun transistorore deve essere:

$$I_{CM} = \sqrt{\frac{2 P_e}{R_C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 3,75}{4,4}} \cong 1,3 \text{ A}$$

cui corrisponde un valor medio:

$$I_{cm} = \frac{2 I_{CM}}{\pi} = \frac{2 \cdot 1,3}{3,14} \cong 0,825 \text{ A}$$

La potenza fornita dall'alimentatore ai circuiti di collettore vale quindi:

$$P'_a = E_c I_{Cm} = 7 \cdot 0,825 \cong 5,75 \text{ W}$$

e quella dissipata in ciascun transistore:

$$P_d = \frac{P'_a - P_c}{2} = \frac{5,75 - 3,75}{2} = 1 \text{ W}$$

Poichè l'alimentatore eroga potenza anche al circuito di polarizzazione, se si suppone di dimensionare il partitore R_1, R_2 in modo che la corrente in essa sia il 5 % di I_{Cm} , la potenza P_a erogata dall'alimentatore risulta:

$$P_a = 1,05 I_{Cm} E_c = 1,05 \cdot 0,825 \cdot 7 = 6,06 \text{ W}$$

da cui il rendimento di conversione:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{3,75}{6,06} \cong 62 \%$$

ESERCIZIO N. 3.

Un amplificatore di potenza in classe B senza trasformatore di uscita, viene realizzato, facendo uso di transistori a simmetria complementare secondo lo schema di principio di fig. 2.

In assenza di segnale applicato, i transistori T_1 e T_2 , supposti avere identiche caratteristiche, hanno una corrente di emettitore trascurabile e la tensione base-emettitore $V_{BE01} = -V_{BE02}$, corrispondente a corrente di base uguale a zero, vale 0,15 V. In condizioni di massima conduzione, la tensione collettore-emettitore $V_{CE1min} = -V_{CE2min}$ è di 0,8 V e la corrispondente corrente di base $I_{B1max} = -I_{B2max}$ è di 4 mA, con $V_{BE1max} = -V_{BE2max} = 0,33 \text{ V}$.

Il transistore pilota T_3 , in condizioni di riposo funziona con: $I_{CO3} = 6 \text{ mA}$; $V_{CE03} = 4,1 \text{ V}$; $I_{B0} = 50 \mu\text{A}$ ed ha: $h_{ie} = 1,6 \text{ k}\Omega$; $h_{fe} = 110$; $h_{oe} = 50 \mu\text{A/V}$; h_{re} trascurabile.

Sono inoltre noti: la tensione di alimentazione $E_c = 9 \text{ V}$; la resistenza di utilizzazione $R_L = 15 \Omega$ e le resistenze di emettitore $R_E = 1,2 \Omega$, aventi scopo di stabilizzazione.

Si calcolino:

- 1) I valori delle resistenze R_c, R, R'_E .

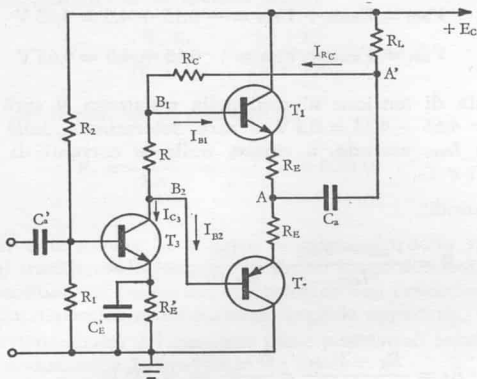


Figura 2.

- 2) La potenza fornita alla R_L , con la massima ampiezza di segnale.
- 3) La potenza di pilotaggio fornita dal transistor T_3 .
- 4) L'ampiezza del segnale V_{B3M} all'ingresso del transistor T_3 in corrispondenza della massima potenza di uscita.

Soluzione:

1) Avendo supposto identiche le caratteristiche dei transistori T_1 e T_2 , la debolissima corrente che li attraversa in assenza di segnale applicato, determinerà cadute di tensione identiche fra collettore ed emettitore, per cui il potenziale del punto A rispetto a massa sarà:

$$V_A = \frac{E_C}{2} = \frac{9}{2} = 4,5 \text{ V}$$

ed essendo trascurabili le cadute di tensione nelle resistenze R_E , tale sarà il potenziale degli emettitori V_{E01} e V_{E02} .

Segue per i potenziali delle basi:

$$V_{BO2} = V_{BE02} + V_{EO2} = -0,15 + 4,5 = 4,35 \text{ V}$$

$$V_{BO1} = V_{BE01} + V_{EO1} = 0,15 + 4,5 = 4,65 \text{ V}$$

La caduta di tensione ai capi della resistenza R sarà data da $V_{BO1} - V_{BO2} = 4,65 - 4,35 = 0,3 \text{ V}$ e sarà determinata dalla corrente di collettore I_{CO3} , essendo, a riposo, nulle le correnti di base dei transistori T_1 e T_2 .

Si ha quindi:

$$R = \frac{V_{BO1} - V_{BO2}}{I_{CO3}} = \frac{0,3}{6 \cdot 10^{-3}} = 50 \Omega$$

e inoltre:

$$R_C + R_L = \frac{E_C - V_{BO1}}{I_{CO3}} = \frac{9 - 4,65}{6 \cdot 10^{-3}} = 725 \Omega$$

da cui:

$$R_C = 725 - 15 = 710 \Omega$$

Infine notando che:

$$V_{EO3} = V_{CO3} - V_{CE03} = V_{BO2} - V_{CE03} = 4,35 - 4,1 = 0,25 \text{ V}$$

risulta:

$$R_E' = \frac{-V_{EO3}}{I_{EO3}} = \frac{V_{EO3}}{(I_{CO3} + I_{BO3})} = \frac{0,25}{6,05 \cdot 10^{-3}} = 41 \Omega$$

2) Quando è applicato il massimo segnale alternativo, sul transistorore che conduce, la tensione V_{CE} raggiungerà il valore V_{CEmin} di 0,8 V, e poiché la tensione ai capi di C_a resta praticamente costante e pari a quella che si ha in assenza di segnale, cioè $V_{Ca} = E_C - V_A = 9 - 4,5 = 4,5 \text{ V}$, (essendo C_a dimensionato in modo da comportarsi come un cortocircuito per le componenti alternative), si avrà, sull'emettitore di ciascun transistorore, una escursione di tensione:

$$V_M = |V_{EO}| - |V_{Cmin}| = 4,5 - 0,8 = 3,7 \text{ V}$$

cui corrisponde un'ampiezza di tensione V_{LM} sulla R_L (trascurando la corrente alternativa che attraversa la R_C):

$$V_{uM} = \frac{V_M R_L}{R_L + R_E} = \frac{3,7 \cdot 15}{15 + 1,2} = 3,42 \text{ V}$$

Segue per la potenza fornita alla R_L :

$$P_u = \frac{V_{LM}^2}{2 R_L} = \frac{3,42^2}{2 \cdot 15} = 0,39 \text{ W}$$

3) Per determinare la potenza di pilotaggio dello stadio finale, fornita dal transistor T_3 , occorre in primo luogo determinare l'escursione di tensione del collettore, che coincide con l'escursione del punto B_2 , in corrispondenza del massimo segnale applicato.

In corrispondenza del massimo picco positivo di tensione, T_1 sarà in piena conduzione e T_2 interdetto. In tal caso è:

$$V_{E1\max} = E_C - V_{CE\min} = 9 - 0,8 = 8,2 \text{ V}$$

$$V_{B1\max} = V_{E1\max} + V_{BE1\max} = 8,2 + 0,33 = 8,53 \text{ V}$$

$$V_{B2\max} = V_{B1\max} - V_R$$

dove $V_R = R I_{C3\min}$.

In corrispondenza del massimo picco negativo, invece, T_2 sarà in piena conduzione e T_1 interdetto. In tali condizioni è:

$$V_{E2\min} = 0,8 \text{ V}$$

$$V_{B2\min} = V_{E2\min} - V_{BE2\max} = 0,8 - 0,33 = 0,47 \text{ V}$$

Ma è:

$$I_{C3\min} = I_{RC} - I_{B1\max}$$

essendo:

$$I_{RC} = \frac{V_{A'} - V_{B1\max}}{R_C}$$

Il potenziale $V_{A'}$ è dato da:

$$V_{A'} = E_C + V_M = 9 + 3,42 = 12,42 \text{ V}$$

quindi:

$$I_{RC} = \frac{12,42 - 8,53}{710} = \frac{3,89}{710} = 5,48 \text{ mA}$$

$$I_{C3\min} = 5,48 - 4 = 1,48 \text{ mA}$$

$$V_R = 50 \cdot 1,48 \cdot 10^{-3} = 0,074 \text{ V}$$

$$V_{B2\max} = 8,53 - 0,074 \cong 8,45 \text{ V}$$

L'escursione di tensione di collettore di T_3 risulta quindi:

$$\Delta V_{CE3} = V_{B2\max} - V_{B2\min} = 8,45 - 0,47 = 7,98 \text{ V}$$

essendo V_{E3} costante. Supponendo nulle le distorsioni, l'ampiezza della tensione alternativa sul collettore di T_3 è:

$$V_{C3M} = \frac{\Delta V_{CE3}}{2} = \frac{7,98}{2} \cong 4 \text{ V}$$

Per l'escursione di corrente, resta da determinare $I_{C3\max}$ che si ha in corrispondenza della massima conduzione di T_2 . In tali condizioni è:

$$I_{C3\max} = I'_{RC} - I_{B2\max}$$

Ma:

$$I'_{RC} = \frac{V_{A'} - V_{B2\min}}{R_C + R}$$

dove:

$$V_{A'} = E_C + V_{LM} = 9 - 3,42 = 5,58 \text{ V}$$

quindi:

$$I'_{RC} = \frac{5,58 - 0,47}{710 + 50} = \frac{5,11}{760} = 6,72 \text{ mA}$$

$$I_{C3\max} = [6,72 - (-4)] \cdot 10^{-3} = 10,72 \text{ mA}$$

L'escursione di corrente di collettore vale quindi:

$$\Delta I_{C3} = |I_{C3\max}| - |I_{C3\min}| = 10,72 \cdot 10^{-3} - 1,48 \cdot 10^{-3} = 9,24 \text{ mA}$$

e, sempre supponendo nulla anche la distorsione di corrente, si ha per l'ampiezza della corrente alternativa di collettore di T_3 :

$$I_{C3M} = \frac{\Delta I_{C3}}{2} = \frac{9,24 \cdot 10^{-3}}{2} = 4,62 \text{ mA}$$

La potenza di pilotaggio erogata da T_3 risulta dunque:

$$P_3 = \frac{V_{C3M} \cdot I_{C3M}}{2} = \frac{4 \cdot 4,62 \cdot 10^{-3}}{2} = 9,24 \text{ mW}$$

4) L'ampiezza della tensione alternativa all'ingresso di T_3 , in corrispondenza della massima potenza di uscita, può essere calcolata in prima approssimazione, considerando che il parametro h_{oe} è molto piccolo e che quindi l'ampiezza della corrente di base I_{B3M} di T_3 è circa:

$$I_{B3M} \cong \frac{I_{C3M}}{h_{fe}} = \frac{4,62}{110} \cdot 10^{-3} = 42 \text{ } \mu\text{A}$$

e quindi:

$$V_{B3M} \cong h_{ic} I_{B3M} = 1,6 \cdot 10^3 \cdot 42 \cdot 10^{-6} = 67 \text{ mV}$$

ESERCIZIO N. 4.

L'amplificatore di potenza in classe B di fig. 3 viene realizzato con due transistori finali a simmetria complementare, pilotati dal transistor T_3 . Sono noti: $V_{CE1\min} = -V_{CE2\min} = 1 \text{ V}$; $V_{BE01} = -V_{BE02} = 0,15 \text{ V}$ (tensione corrispondente a corrente di base nulla); $R_E = 0,5 \text{ } \Omega$; $R_L = 4 \text{ } \Omega$; la caduta di tensione nel diodo di compensazione $V_D = 0,2 \text{ V}$ per una corrente $I_D = 10 \text{ mA}$. Si calcoli:

- 1) La tensione di alimentazione E_c necessaria per avere una potenza utile $P_u = 3 \text{ W}$.
- 2) I valori delle resistenze R_c e R .
- 3) La tensione di riposo V_{CE03} di T_3 .
- 4) Il rendimento di conversione dell'amplificatore, supponendo nulle le distorsioni.

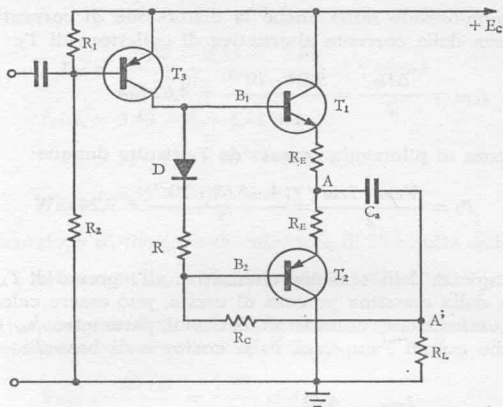


Figura 3.

Soluzione:

1) L'ampiezza della tensione alternativa su R_L risulta:

$$V_{LM} = \sqrt{2 R_L P_u} = \sqrt{8 \cdot 3} = 4,9 \text{ V}$$

e l'ampiezza di corrente corrispondente:

$$I_{CM} = V_{LM}/R_L = 4,9/4 = 1,22 \text{ A}$$

L'istante in cui la tensione alternata su R_L raggiunge il massimo valore positivo, coincide con quello di massima conduzione di T_1 . In tale istante è, trascurando la corrente di base di T_1 :

$$E_c = V_{LM} + V_{Ca} + R_E I_{CM} + V_{CE1\min}$$

e, poiché $V_{Ca} \cong E_c/2$, sostituendo i valori numerici, risulta:

$$E_c = 4,9 + E_c/2 + 0,5 \cdot 1,22 + 1$$

da cui:

$$E_c = 2(4,9 + 0,61 + 1) = 13 \text{ V}$$

2) In condizioni di riposo, supponendo T_1 e T_2 interdetti, è:

$$V_A \cong E_C/2 = 6,5 \text{ V}$$

$$V_{B1O} = V_A + V_{BE1O} = 6,5 + 0,15 = 6,65 \text{ V}$$

$$V_{B2O} = V_A - V_{BE2O} = 6,5 - 0,15 = 6,35 \text{ V}$$

Segue:

$$R = \frac{V_{B1O} - V_D - V_{B2O}}{I_D} = \frac{6,65 - 0,2 - 6,35}{10 \cdot 10^{-3}} = 10 \Omega$$

$$R_C + R_L = \frac{V_{B2O}}{I_D} = \frac{6,35}{10 \cdot 10^{-3}} = 635 \Omega$$

da cui:

$$R_C = 635 - 4 = 631 \Omega$$

3) La tensione di riposo V_{CE3O} , si ricava direttamente osservando lo schema di fig. 3. È:

$$V_{CE3O} = V_{B1O} - E_C = 6,65 - 13 = -6,35 \text{ V}$$

4) Supponendo che il transistor T_3 funzioni in classe A, il valor medio di corrente in esso coincide con $I_{CO3} = I_D$ e, ponendo la corrente nel partitore R_1, R_2 pari a un 10 % di I_D , risulta che la corrente erogata dall'alimentatore al circuito di pilotaggio vale:

$$I'_C = I_D + 0,1 I_D = 11 \text{ mA}$$

Il valor medio della corrente erogata dall'alimentatore allo stadio finale è:

$$I_{cm} = \frac{I_{CM}}{\pi} = \frac{1,22}{3,14} = 0,39 \text{ A}$$

in quanto esso fornisce corrente solo durante la semionda in cui T_1 conduce (nell'altra semionda l'energia è fornita dal condensatore C_a , che la assorbe durante la conduzione di T_1).

Si ha quindi:

$$P_a = (I'_C + I_{cm}) E_C = (11 \cdot 10^{-3} + 0,39) \cdot 13 = 5,22 \text{ W}$$

Il rendimento di conversione vale quindi:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{3}{5,22} = 57,5 \%$$

ESERCIZIO N. 5.

Un amplificatore di potenza in classe *B* viene realizzato impiegando transistori a simmetria quasi complementare, come indicato in fig. 4. I due transistori finali funzionano a riposo al limite dell'interdizione con $V_{BE10} = V_{BE20} = 0,7 \text{ V}$; la coppia complementare funziona invece con $V_{BE30} = -V_{BE40} = 0,6 \text{ V}$ e una corrente di collettore di 5 mA . I due diodi che compensano le variazioni di V_{BE} con la temperatura, hanno una caduta di tensione complessiva $V_D = 1,4 \text{ V}$, con una corrente di 6 mA e una resistenza differenziale trascurabile.

Durante il funzionamento il valore minimo di V_{CE} raggiunto dai transistori finali è di 1 V e in corrispondenza è $h_{FE1} = h_{FE2} = 50$, mentre la coppia complementare ha un h_{FE} medio di 100. Inoltre è:

$$V_{BE1\max} = V_{BE2\max} = 0,9 \text{ V} \quad \text{e} \quad V_{BE3\max} = -V_{BE4\max} = 0,7 \text{ V}$$

Sapendo che il carico ha $R_L = 8 \Omega$ e che $R_E = 0,5 \Omega$ e che la tensione di alimentazione è $E_C = 36 \text{ V}$, si determinino:

- 1) La massima potenza P_u ottenibile sul carico.
- 2) I valori delle resistenze R'_E , R'_C , R_C e R .
- 3) La potenza di pilotaggio fornita dal transistore T_5 .

Soluzione:

- 1) Poiché è

$$V_{Ca} = E_C/2 = 36/2 = 18 \text{ V}$$

trascurando la corrente assorbita da R_C , nell'istante in cui T_2 è in piena conduzione, la corrente in R_L vale:

$$I_{CM} = \frac{E_C - V_{Ca} - V_{CE\min}}{R_L + R_E} = \frac{36 - 18 - 1}{8 + 0,5} = 2 \text{ A}$$

che costituisce il valore dell'ampiezza della corrente alternata in R_L .

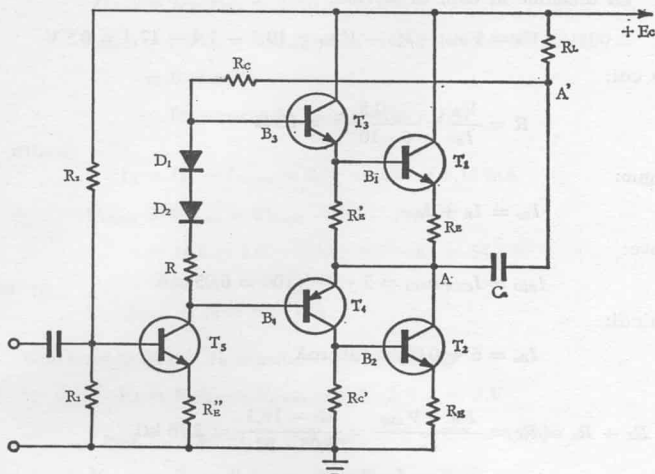


Figura 4.

L'ampiezza della tensione risulta:

$$V_{LM} = R_L \cdot I_{CM} = 8 \cdot 2 = 16 \text{ V}$$

e la potenza:

$$P_u = \frac{V_{LM} I_{CM}}{2} = \frac{16 \cdot 2}{2} = 16 \text{ W}$$

2) In condizioni di riposo è:

$$V_A = E_C / 2 = 18 \text{ V}$$

$$V_{B10} = V_A + V_{BE10} = 18 + 0,7 = 18,7 \text{ V}$$

$$V_{B30} = V_{B10} + V_{BE30} = 18,7 + 0,6 = 19,3 \text{ V}$$

$$V_{B20} = 0,7 \text{ V}$$

$$V_{B40} = V_A + V_{BE40} = 18 - 0,6 = 17,4 \text{ V}$$

La tensione ai capi di R vale:

$$V_R = V_{B3O} - V_D - V_{B4O} = 19,3 - 1,4 - 17,4 = 0,5 \text{ V}$$

da cui:

$$R = \frac{V_R}{I_D} = \frac{0,5}{6 \cdot 10^{-3}} = 83 \Omega$$

segue:

$$I_{Rc} = I_R + I_{B3O}$$

dove:

$$I_{B3O} = I_{C3O} / h_{FE3} = 5 \cdot 10^{-3} / 100 = 0,05 \text{ mA}$$

quindi:

$$I_{Rc} = 6 + 0,05 = 6,05 \text{ mA}$$

e:

$$R_C + R_L \cong R_C = \frac{E_C - V_{B3O}}{I_{Rc}} = \frac{36 - 19,3}{6,05 \cdot 10^{-3}} = 2,76 \text{ k}\Omega$$

La corrente di riposo del transistor T_5 risulta:

$$I_{C5O} = I_D - I_{B4O} = I_D - I_{C4O} / h_{FE4} = 6 + 0,05 = 6,05 \text{ mA}$$

La resistenza R'_E vale, trascurando la corrente I_{B3O} :

$$R'_E = \frac{V_{B1O} - V_A}{I_{C3O}} = \frac{18,7 - 18}{5 \cdot 10^{-3}} = 140 \Omega$$

e tale è anche il valore di R'_C .

3) Nell'istante in cui T_1 conduce al massimo è:

$$V_{A' \max} = E_C + R_L I_{CM} = 36 + 16 = 52 \text{ V}$$

$$V_{E1 \max} = E_C - V_{CE1 \min} = 36 - 1 = 35 \text{ V}$$

$$V_{B3 \max} = V_{E1 \max} + V_{BE1 \max} + V_{BE3 \max} = 35 + 0,9 + 0,7 = 36,6 \text{ V}$$

$$I_{Rc} = \frac{V_{A' \max} - V_{B3 \max}}{R_C} = \frac{52 - 36,6}{2,76 \cdot 10^3} = 5,59 \text{ mA}$$

e poiché:

$$I_{B1\max} = I_{CM}/h_{FE1} = 2/50 = 40 \text{ mA}$$

$$I_{BE3\max} = (I_{B1\max} + I_{R'Emax})/h_{FE3} = (40 + 0,9/140) 10^3/100 = \\ = 0,46 \text{ mA}$$

(trascurando I_{B3} rispetto a I_{C3})

si ottiene:

$$I_R = I_{Re} - I_{B3\max} = 5,59 - 0,46 = 5,13 \text{ mA}$$

$$V_{B4\max} = V_{C5\max} = V_{B3\max} - V_D - I_R R = \\ = 36,6 - 1,4 - 5,13 \cdot 10^{-3} \cdot 83 = 34,8 \text{ V}$$

mentre:

$$I_{C5\min} = I_R = 5,13 \text{ mA}$$

Nell'istante in cui T_2 conduce al massimo è:

$$V_A = R_E I_{CM} + V_{C2\min} = 0,5 \cdot 2 + 1 = 2 \text{ V}$$

$$V_{B4\min} = V_{C5\min} = V_A + V_{BE4\max} = 2 - 0,7 = 1,3 \text{ V}$$

$$V_{A'\min} = E_C - R_L I_{CM} = 36 - 8 \cdot 2 = 20 \text{ V}$$

$$I'_k = \frac{V_{A'\min} - V_D - V_{B4\min}}{R_C + R} = \frac{20 - 1,4 - 1,3}{2,76 \cdot 10^3 + 83} = 6,1 \text{ mA}$$

$$I_{C5\max} = I'_R - I_{B4\max} = 6,1 + 0,46 = 6,56 \text{ mA}$$

essendo $I_{B4\max} = I_{B3\max}$ calcolato in precedenza.

La potenza di pilotaggio fornita da T_3 può essere in prima approssimazione calcolata dalla relazione:

$$P_i = \frac{(I_{C5\max} - I_{C5\min})(V_{C5\max} - V_{C5\min})}{8} = \\ = \frac{(6,56 - 5,13) \cdot 10^{-3} (34,8 - 1,3)}{8} = 6 \text{ mW}$$

In realtà le due semionde di tensione e di corrente non risultano simmetriche, per cui dovendo essere tali, saranno dissimmetriche le semionde del segnale di uscita e ciò produce una certa distorsione.

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Un amplificatore di potenza in controfase in classe B viene realizzato secondo lo schema di fig. 1, impiegando due transistori NPN al germanio alimentati da una batteria di f.e.m. $E_c = 12\text{ V}$ e ciascun transistorore, nel semiperiodo di conduzione risulta attraversato da una corrente massima di collettore $I_{C\max} = 225\text{ mA}$ con $V_{CE\min} = 0,5\text{ V}$. Il trasformatore di uscita ha un numero di spire $N_1 = 300$ e $N_2 = 100$ ed eroga all'utilizzatore una potenza $P_u = 1,1\text{ W}$. Infine il gruppo di polarizzazione è composto dalle resistenze $R_1 = 50\ \Omega$ e $R_2 = 4\text{ k}\Omega$.

Sapendo che $V_{BE\max} = 0,35\text{ V}$ e che in corrispondenza è $I_{B\max} = 3\text{ mA}$, determinare:

- 1) Il rendimento di conversione η_c e quello η_t del trasformatore.
- 2) Il valore della resistenza di utilizzazione R_L .
- 3) La potenza P_i erogata dal trasformatore d'ingresso.

(Risposta: $\eta_c = 74\%$; $\eta_t = 85\%$; $R_L = 4,78\ \Omega$; $P_i = 0,6\text{ mW}$)

ESERCIZIO N. 2.

Un amplificatore di potenza in controfase in classe B viene realizzato con due transistori aventi resistenza termica $K = 150^\circ\text{C/W}$ e che funzionano a regime con una temperatura di giunzione $T_j = 70^\circ\text{C}$ essendo la temperatura ambiente $T_a = 25^\circ\text{C}$. È noto inoltre che la massima corrente di collettore di ciascun transistorore è $I_{C\max} = 250\text{ mA}$ e che in corrispondenza è $V_{CE\min} = 0,6\text{ V}$ e infine che il trasformatore di uscita ha un numero di spire su metà primario $N_1 = 500$, un rendimento $\eta_t = 0,9$ ed ha il secondario chiuso su una resistenza di utilizzazione $R_L = 5\ \Omega$.

Considerando trascurabili le distorsioni, calcolare:

- 1) La f.e.m. della batteria di alimentazione E_c .
- 2) Il rendimento di conversione η_c .

- 3) Il numero di spire N_2 del secondario del trasformatore.
- 4) La potenza P_u fornita all'utilizzatore.

(Risposta: $E_c = 15 \text{ V}$; $\eta_c = 75 \%$; $N_2 = 147$; $P_u = 1,62 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 3.

Un amplificatore in controfase in classe B viene realizzato secondo lo schema di fig. 1 impiegando due transistori aventi $V_{CE\max} = 20 \text{ V}$ e un valore medio di h_{FE} uguale a 100. L'utilizzatore ha una resistenza $R_L = 4 \Omega$ e ciascun transistore al massimo della conduzione assorbe una corrente di base $I_{B\max} = 5,4 \text{ mA}$ con una tensione $V_{BE\max} = 0,8 \text{ V}$, cui corrisponde una $V_{CE\min} = 0,5 \text{ V}$. Il circuito di polarizzazione è tale che a riposo è $V_{BE0} = 0,5 \text{ V}$ con il transistore al limite della conduzione.

Scegliendo $R_1 = 33 \Omega$ e volendo una potenza $P_u = 2 \text{ W}$ sull'utilizzatore, si calcolino:

- 1) La tensione di alimentazione E_c , facendo in modo che la V_{CE} del transistore si mantenga al di sotto di $V_{CE\max}$ di circa un 10 %.
- 2) Il rendimento η_i del trasformatore di uscita e il suo rapporto spire $n = N_1/N_2$.
- 3) La resistenza R_2 del circuito di polarizzazione.
- 4) L'ampiezza della tensione V_{im} che deve fornire ciascuna metà del secondario del trasformatore d'ingresso.
- 5) Il rendimento di conversione dell'amplificatore.

(Risposta: $E_c = 9 \text{ V}$; $\eta_i = 0,87$; $n = 1,85$; $R_2 = 560 \Omega$;
 $V_{im} = 0,968 \text{ V}$; $\eta_c = 71 \%$).

ESERCIZIO N. 4.

Un amplificatore di potenza in classe B viene realizzato secondo lo schema di fig. 2, senza trasformatore di uscita, impiegando transistori a simmetria complementare con caratteristiche identiche. I

transistori T_1 e T_2 funzionano a riposo con $V_{BE01} = -V_{BE02} = 0,1 \text{ V}$ e in corrispondenza la corrente di collettore è trascurabile. In condizioni di massima conduzione, la tensione collettore-emettitore $V_{CE1\text{min}} = -V_{CE2\text{min}}$ è di $0,7 \text{ V}$ e in corrispondenza il rapporto fra la corrente di collettore e quella di base è di 70.

L'amplificatore deve fornire in uscita una potenza di 1 W ed è alimentato da una tensione $E_C = 12 \text{ V}$.

Assumendo le resistenze $R_E = 0,08 R_L$; $R_C = 810 \Omega$ $R'_E = 40 \Omega$ e sapendo che le resistenze base-emettitore di T_1 e T_2 valgono 26Ω , calcolare:

- 1) Il valore della resistenza di utilizzazione R_L .
- 2) Il valore delle resistenze R_E e R .
- 3) La corrente di riposo e la potenza dissipata in tali condizioni dal transistor T_3 .
- 4) Il valore massimo I_{CM} raggiunto dalla corrente di collettore dei transistori T_1 e T_2 .
- 5) La potenza di pilotaggio P_3 fornita dal transistor T_3 .

(Nella R_L si consideri trascurabile l'effetto della corrente che attraversa R_C).

(Risposta: $R_L = 12 \Omega$; $R_E = 0,96 \Omega$; $R = 27 \Omega$; $I_{C03} = 7,3 \text{ mA}$;
 $P_{CE30} \cong 41 \text{ mW}$; $I_{CM} = 408 \text{ mA}$; $P_3 = 18 \text{ mW}$)

ESERCIZIO N. 5.

Un amplificatore di potenza in classe B viene realizzato secondo lo schema di fig. 2, impiegando due transistori finali a simmetria complementare.

Sono noti: la tensione di alimentazione $E_C = 24 \text{ V}$; la tensione $V_{CE0\text{min}} = 0,6 \text{ V}$ di ciascun transistor e al massimo della conduzione; le resistenze di utilizzazione $R_L = 8 \Omega$ e di emettitore $R_E = 0,5 \Omega$; la differenza di potenziale fra le due basi B_1 e B_2 in condizioni di riposo $V_{B1B2} = 1 \text{ V}$ cui corrisponde una corrente di collettore trascurabile; il punto di funzionamento a riposo del transistor T_3 : $V_{CE30} = 10 \text{ V}$, $I_{C30} = 11,4 \text{ mA}$.

Si determinino, considerando trascurabili le distorsioni:

- 1) I valori delle resistenze R_C , R , R'_E .
- 2) La potenza di uscita P_u .
- 3) Il rendimento di conversione η_c dell'amplificatore completo.
- 4) La potenza P_d dissipata su ciascun transistor finale.

(Risposta: $R_C = 1 \text{ k}\Omega$; $R = 88 \Omega$; $R'_E = 132 \Omega$; $P_u = 7,2 \text{ W}$;
 $\eta_c = 68,5 \%$; $P_d = 1,225 \text{ W}$).

ESERCIZIO N. 6.

L'amplificatore in classe B di fig. 3 fa uso di due transistori a simmetria complementare aventi in condizioni di massima conduzione $V_{CEmin} = 0,8 \text{ V}$ ed è alimentato alla tensione $E_C = 18 \text{ V}$. Durante il funzionamento l'alimentatore fornisce una potenza $P_a = 11 \text{ W}$ con un rendimento di conversione $\eta_c = 65 \%$.

Sapendo che in condizioni di riposo, al limite della conduzione è: $V_{BE01} = -V_{BE02} = 0,5 \text{ V}$ e che il diodo ha una caduta di tensione $V_D = 0,7 \text{ V}$ con una corrente $I_D = 20 \text{ mA}$, determinare:

- 1) Le resistenze R_L , R_E , R_C e R .
- 2) L'ampiezza V_{LM} della tensione alternativa sul carico.
- 3) La potenza dissipata durante il funzionamento da ciascun transistor finale.

(Risposta: $R_L = 4,16 \Omega$; $R_E = 0,27 \Omega$; $R_C = 425 \Omega$; $R = 15 \Omega$;
 $V_{LM} = 7,7 \text{ V}$; $P_d = 1,5 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 7.

L'amplificatore di potenza in classe B di fig. 4, realizzato con transistori collegati a simmetria quasi complementare, fornisce una potenza $P_u = 10 \text{ W}$ ad un carico $R_L = 8 \Omega$.

Sono noti: la tensione $V_{CEmin} = 0,8 \text{ V}$ dei transistori finali nell'istante di massima conduzione; le tensioni di riposo $V_{BE30} =$

= $-V_{BEAO} = 0,6 \text{ V}$ di T_3 e T_4 ; la caduta di tensione complessiva sui diodi $V_D = 1,3 \text{ V}$ con una corrente $I_D = 10 \text{ mA}$; la tensione $V_{CESO} = 12 \text{ V}$ del transistor T_5 a riposo; i valori delle resistenze $R_E' = R_C' = 70 \Omega$; $R = 60 \Omega$; $R_E'' = 150 \Omega$.

Considerando trascurabili le correnti di base a riposo di T_3 , T_4 e T_5 e le distorsioni durante il funzionamento, determinare:

- 1) La tensione di alimentazione E_C per avere la potenza P_a richiesta.
- 2) Il valore delle resistenze R_E e R_C .
- 3) La potenza erogata dall'alimentatore durante il funzionamento, fissando $I_{R2} = 1 \text{ mA}$.
- 4) Il rendimento di conversione e la potenza P_d dissipata da ciascun transistor finale.

(Risposta: $E_C = 28,2 \text{ V}$; $R_E = 0,41 \Omega$; $R_C = 1,28 \text{ k}\Omega$;
 $P_a = 14,75 \text{ W}$; $\eta_c = 67,8 \%$; $P_d = 1,82 \text{ W}$)

CAPITOLO UNDICESIMO

AMPLIFICATORI IN CLASSE C

Generalità.

Lo schema di un amplificatore di potenza in classe *C* è riportato in fig. 1.

Si prendono in considerazione amplificatori facenti uso di triodi di potenza. E però da notare che, in tal caso, occorre provvedere

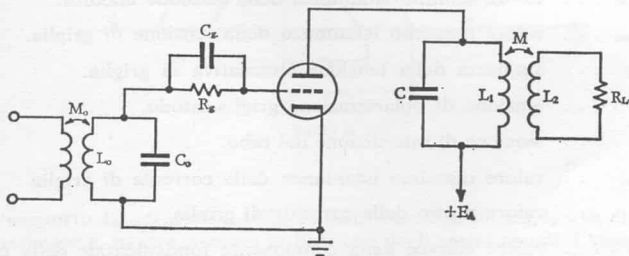


Figura 1.

opportuni circuiti per la neutralizzazione della capacità interelettrodica anodo-griglia C_{ag} . Nel presente capitolo, per semplicità di trattazione, il problema non viene preso in considerazione.

a) *Simbologia.*

Oltre ai simboli usuali introdotti nei precedenti capitoli, verranno adoperati i seguenti altri:

P_a potenza erogata dall'alimentatore anodico.

P_c potenza convertita in alternata.

P_i potenza d'ingresso dell'amplificatore.

I_{Amax} valore massimo istantaneo della corrente anodica.

I_{Aeff} valore efficace della componente fondamentale della corrente anodica.

I_{Am} valore medio della corrente anodica.

I_{AM} ampiezza della componente fondamentale della corrente anodica

V_{AM} ampiezza della componente fondamentale della tensione anodica.

V_{Amin} valore minimo istantaneo della tensione anodica.

V_{Gmax} valore massimo istantaneo della tensione di griglia.

V_{GM} ampiezza della tensione alternativa di griglia.

V_{GO} tensione di polarizzazione griglia-catodo.

V_{Gi} tensione di interdizione del tubo.

I_{Gmax} valore massimo istantaneo della corrente di griglia.

I_{Gm} valore medio della corrente di griglia.

I_{Geff} valore efficace della componente fondamentale della corrente di griglia.

θ_p semiangolo di circolazione della corrente anodica.

θ_g semiangolo di circolazione della corrente di griglia.

η_c rendimento di conversione dell'amplificatore $\left(\eta_c = \frac{P_c}{P_a} \right)$

η_t rendimento di trasferimento $\eta_t = \frac{P_u}{P_c}$ essendo P_u la potenza sull'utilizzatore).

η rendimento totale dell'amplificatore ($\eta = \eta_c \cdot \eta_t$).

b) Progetto di massima dall'amplificatore.

Si espone molto brevemente il criterio di progetto approssimato del Wagener, basato sull'ipotesi di supporre l'impulso di corrente anodica una porzione di un'onda sinusoidale della stessa frequenza del segnale d'ingresso e l'impulso di corrente di griglia una funzione quadratica del seno. Si può allora esprimere, con le notazioni di fig. 2,

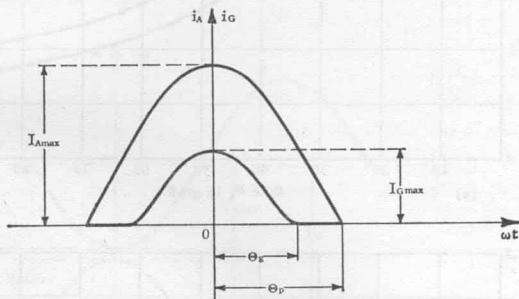


Figura 2.

il rapporto I_{Amax}/I_{Am} e I_{Gmax}/I_{Gm} in funzione degli angoli θ_p e θ_g rispettivamente e, inoltre, sempre in funzione degli stessi angoli, i valori di I_{Aeff}/I_{Am} e I_{Geff}/I_{Gm} . Le curve risultanti sono riportate in fig. 3 (a) e fig. 3 (b).

Il procedimento del Wagener richiede che si fissino i valori di θ_p , della tensione di alimentazione E_A e il valore medio di corrente anodica I_{Am} . Normalmente per l'angolo θ_p si fissa un valore di circa $70^\circ \div 80^\circ$, in modo da limitare il valore della potenza d'ingresso P_i , mentre per E_A e I_{Am} ci si basa sulle indicazioni fornite dal costruttore

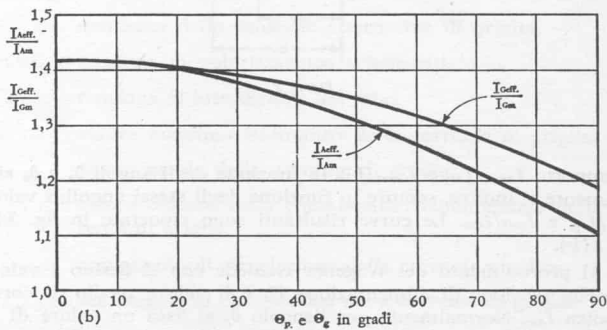
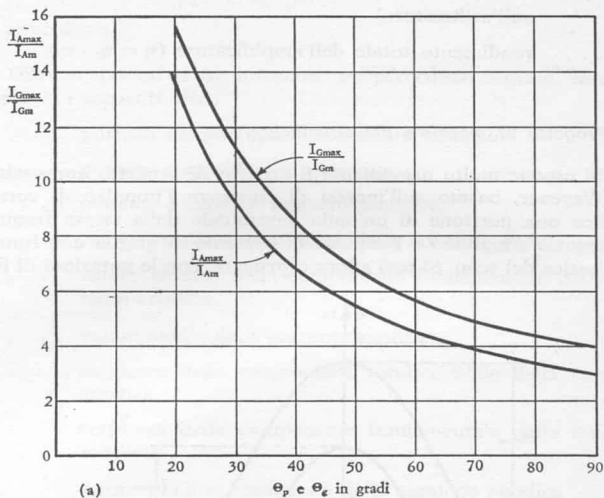


Figura 3.

- 7) Si calcola la polarizzazione di griglia. Dall'esame della fig. 4, si può dimostrare che è:

$$V_{GO} = - \frac{1}{1 - \cos \theta_p} \left[\frac{E_A}{\mu} (1 - \cos \theta_p) + \left(\frac{V_{Amin}}{\mu} + V_{Gmax} \right) \right] \cos \theta_p$$

- 8) Si determina V_{GM} , essendo: $V_{GM} = V_{Gmax} - V_{GO}$.
 9) Si calcoli l'angolo θ_g dalla relazione:

$$\cos \theta_g = - \frac{V_{GO}}{V_{GM}}$$

- 10) Dalle caratteristiche statiche del tubo $I_G = f(V_{AK})$ per $V_{GK} = \text{cost}$, si calcola I_{Gmax} in corrispondenza dei valori V_{Amin} e V_{Gmax} .
 11) Dai diagrammi di fig. 3(a), si deduce I_{Gm} in corrispondenza dell'angolo θ_g trovato.
 12) Sempre dai diagrammi di fig. 3(b) si deduce, in corrispondenza di θ_g , il valore di I_{Geff} e quindi I_{GM} . Quest'ultimo valore permette di ricavare la potenza P_i d'ingresso dell'amplificatore. È: $P_i = 1/2 \cdot V_{GM} \cdot I_{GM}$.

Alcune volte si assume $V_{Gmax} = 0,5 \div 0,8 V_{Amin}$. In tal caso deve essere modificato il punto 2).

Noto I_{Gm} , si possono ricavare i valori di R_g e C_g del gruppo di polarizzazione automatica di fig. 1. Si ha:

$$R_g = - \frac{V_{GO}}{I_{Gm}} \quad ; \quad C_g \cong \frac{10}{R_g \cdot f_o}$$

essendo f_o la frequenza di lavoro dell'amplificatore. È da notare che ciò vale nel caso che il gruppo $R_g - C_g$ provveda alla polarizzazione completa.

c) Calcolo del circuito anodico.

Dall'esame della fig. 1, essendo normalmente non trascurabile alle frequenze di lavoro la R_L rispetto alla reattanza della bobina secondaria ed essendo il coefficiente di accoppiamento k piuttosto piccolo, risulta trascurabile la reattanza X_{12} riportata al primario, per

cui il circuito anodico, riportando tutto al primario si può trasformare come indicato in fig. 5, in cui è:

$$R_{12} = \frac{\omega_o^2 M^2}{R_L^2 + \omega_o^2 L_2^2} R_L$$

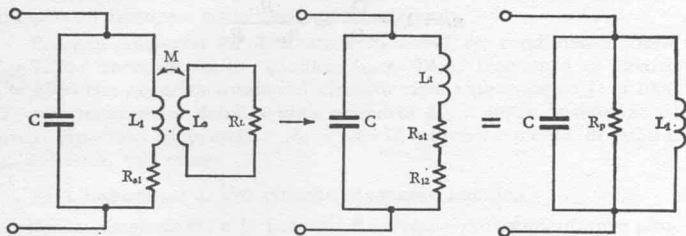


Figura 5.

Allo scopo di avere un rendimento di trasferimento energetico η_t elevato, occorre che il Q del circuito risonante sia grande e il Q_c , $\left(Q \text{ sotto carico} = \frac{\omega_o L_1}{R_{s1} + R_{12}} \right)$ sia basso, ma non inferiore a $10 \div 15$ per contenere in limiti tollerabili le distorsioni. Quindi, fissato Q_c , determinata la R_p (fig. 5), dalla conoscenza di V_{AM} e I_{AM} $\left(R_p = \frac{V_{AM}}{I_{AM}} \right)$ e nota la frequenza di lavoro f_o , si ha:

$$L_1 = \frac{R_p}{\omega_o Q_c} \quad ; \quad C = \frac{1}{\omega_o^2 L_1}$$

Fissato inoltre il valore di $Q = \frac{\omega_o L_1}{R_{s1}}$, si ricava R_{s1} e quindi R_{12} essendo:

$$R_{12} = \frac{\omega_o^2 L_1^2}{R_p} - R_{s1}$$

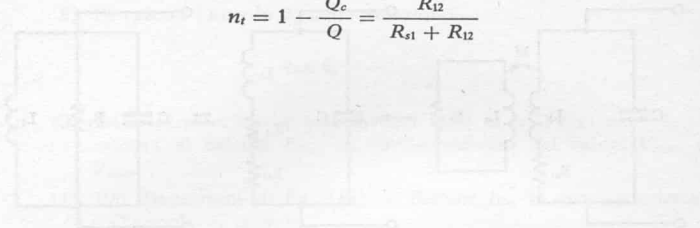
Infine, nota la R_L si può determinare il valore di M o di L_2 (avendo fissato o L_2 o k), che permette di ottenere la R_{12} calcolata.

La potenza P_u si ricava dalla relazione:

$$P_u = \eta_i P_c$$

dove:

$$\eta_i = 1 - \frac{Q_c}{Q} = \frac{R_{12}}{R_{s1} + R_{12}}$$



ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

Un amplificatore di potenza in classe C, che fa uso di un triodo con $\mu = 25$ funziona nelle seguenti condizioni:

Potenza trasferita all'utilizzatore $P_u = 540$ W; rendimento totale $\eta = 72$ %; corrente media anodica $I_{Am} = 0,4$ A; frequenza di lavoro $f_o = 796$ kHz; capacità totale del circuito risonante anodico $C = 1000$ pF; resistenza serie della bobina primaria $R_{s1} = 1,6$ Ω ; resistenza di carico riportata al primario $R_{l2} = 14,4$ Ω ; corrente media di griglia $I_{Gm} = 25$ mA. Calcolare:

- 1) L'induttanza L_1 del circuito risonante anodico.
- 2) La tensione E_A e la potenza P_a erogata dall'alimentatore anodico.
- 3) La minima tensione anodica V_{Amin} .
- 4) I semiangoli di circolazione θ_p e θ_g .
- 5) La potenza P_d dissipata sull'anodo e quella dissipata sulla bobina L_1 .
- 6) I valori massimi delle correnti anodica e di griglia.

Soluzione:

- 1) L'induttanza L_1 è data da:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 796 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^{-9}} = 40 \mu\text{H}$$

- 2) La potenza erogata dall'alimentatore è:

$$P_a = \frac{P_u}{\eta} = \frac{540}{0,72} = 750 \text{ W}$$

e la tensione di alimentazione vale:

$$E_A = \frac{P_a}{I_{Am}} = \frac{750}{0,4} = 1875 \text{ V}$$

3) La minima tensione anodica risulta:

$$V_{Amin} = E_A - V_{AM}$$

per cui occorre calcolare V_{AM} . Essendo:

$$\eta_t = \frac{R_{12}}{R_{s1} + R_{12}} = \frac{14,4}{1,6 + 14,4} = 0,9$$

la potenza alternata P_e sul circuito anodico vale:

$$P_e = \frac{P_u}{\eta_t} = \frac{540}{0,9} = 600 \text{ W}$$

Poiché la resistenza equivalente parallelo R_p (fig. 5) risulta:

$$R_p = \frac{\omega_o^2 L_1^2}{R_{s1} + R_{12}} = \frac{(2\pi \cdot 796 \cdot 10^3)^2 \cdot 40^2 \cdot 10^{-12}}{1,6 + 14,4} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

segue che:

$$V_{AM} = \sqrt{2 P_e \cdot R_p} = \sqrt{2 \cdot 600 \cdot 2,5 \cdot 10^3} = 1730 \text{ V}$$

e quindi:

$$V_{Amin} = 1875 - 1730 = 145 \text{ V}$$

4) L'angolo θ_p si determina dai diagrammi di fig. 3 (b), sapendo che:

$$I_{Aeff} = \frac{V_{AM}}{\sqrt{2} \cdot R_p} = \frac{1730}{1,41 \cdot 2,5 \cdot 10^3} = 0,49 \text{ A}$$

e quindi:

$$\frac{I_{Aeff}}{I_{Am}} = \frac{0,49}{0,4} = 1,225$$

Risulta:

$$\theta_p \cong 70^\circ$$

Per determinare l'angolo θ_g , occorre prima calcolare la tensione di polarizzazione di griglia V_{Go} (ponendo $V_{Gmax} = 0,8 V_{Amin}$), dalla relazione:

$$\begin{aligned}
 V_{GO} &= -\frac{1}{1 - \cos \theta_p} \left[\frac{E_A}{\mu} (1 - \cos \theta_p) + \left(\frac{V_{Amin}}{\mu} + V_{Gmax} \right) \cos \theta_p \right] = \\
 &= -\frac{1}{1 - 0,342} \left[\frac{1875}{25} (1 - 0,342) + \left(\frac{145}{25} + 0,8 \cdot 145 \right) \cdot 0,342 \right] = \\
 &= -1,52 [49,3 + 41,4] = -138 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Inoltre è:

$$V_{GM} = V_{Gmax} - V_{GO} = 0,8 \cdot 145 + 138 = 254 \text{ V}$$

e infine:

$$\cos \theta_g = -\frac{V_{GO}}{V_{GM}} = \frac{138}{254} = 0,544$$

da cui:

$$\theta_g \cong 57^\circ$$

5) La potenza P_d , dissipata sulla placca, vale:

$$P_d = P_a - P_c = 750 - 600 = 150 \text{ W}$$

e quella sulla bobina è:

$$P = P_c - P_u = 600 - 540 = 60 \text{ W}$$

6) I valori di I_{Amax} e I_{Gmax} si ricavano dalle curve di fig. 3(a) in corrispondenza di $\theta_p = 70^\circ$ e $\theta_g = 57^\circ$.

Si ha:

$$I_{Amax} = 4 I_{Am} = 4 \cdot 0,4 = 1,6 \text{ A}$$

$$I_{Gmax} = 6 I_{Gm} = 6 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 150 \text{ mA}$$

ESERCIZIO N. 2.

Un amplificatore di potenza in classe C funziona nelle seguenti condizioni: $E_A = 2000 \text{ V}$; $\theta_p = 74^\circ$; $\theta_g = 48^\circ 30'$; $V_{Gmax} = 0,8 V_{Amin}$; $V_{GM} = 500 \text{ V}$; $\omega = 10^7 \text{ rad/sec}$; $I_{Gm} = 50 \text{ mA}$.

Sapendo inoltre che nel circuito anodico è: $L_1 = 20 \mu\text{H}$; $L_2 = 7,5 \mu\text{H}$; $k = 0,347$; $Q_e = 15$ e $R_{e1} = 1/9 R_{12}$ determinare:

- 1) I valori R_g e C_g del gruppo di polarizzazione automatica.
- 2) La potenza P_i d'ingresso all'amplificatore.
- 3) Il valore della capacità di accordo e della resistenza R_L dell'utilizzatore.
- 4) Il coefficiente di risonanza Q del circuito risonante anodico.
- 5) I rendimenti η_e , η_i e quello totale η .

Soluzione:

Lo schema dell'amplificatore è identico a quello riportato in fig. 1.

- 1) Occorre in primo luogo determinare V_{GO} . Dalla relazione:

$$\cos \theta_g = - \frac{V_{GO}}{V_{GM}}$$

si ha:

$$V_{GO} = - V_{GM} \cos \theta_g = - 500 \cos 48^\circ 30' \cong - 330 \text{ V}$$

Ne risulta:

$$R_g = - \frac{V_{GO}}{I_{Gm}} = \frac{330}{50 \cdot 10^{-3}} = 6,6 \text{ k}\Omega$$

$$C_g \cong \frac{10}{R_g \cdot f_o} = \frac{10 \cdot 2\pi}{6,6 \cdot 10^3 \cdot 10^7} = 950 \text{ pF}$$

- 2) Dai diagrammi di fig. 3 (b), per $\theta_g = 48^\circ 30'$ si ricava:

$$\frac{I_{Geff}}{I_{Gm}} = 1,35$$

e quindi:

$$I_{Geff} = 1,35 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 67,5 \text{ mA}$$

allora è:

$$P_i = I_{Geff} \cdot \frac{V_{GM}}{\sqrt{2}} = 67,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{500}{1,41} \cong 24 \text{ W}$$

3) La capacità C di accordo vale:

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L_1} = \frac{1}{10^{14} \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ pF}$$

Inoltre è:

$$Q_c = \frac{\omega_o L_1}{R_{s1} + R_{l2}} = \frac{\omega_o L_1}{\frac{1}{9} R_{l2} + R_{l2}} = \frac{9}{10} \frac{\omega_o L_1}{R_{l2}}$$

da cui:

$$R_{l2} = \frac{9}{10} \frac{\omega_o L_1}{Q_c} = \frac{9}{10} \frac{10^7 \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{15} = 12 \Omega$$

Ora, essendo:

$$R_{l2} = \frac{\omega_o^2 M^2}{R_u^2 + \omega_o^2 L_2^2} \cdot R_L$$

con:

$$M^2 = k^2 L_1 L_2 = 0,12 \cdot 20 \cdot 7,5 \cdot 10^{-12} = 18 \cdot 10^{-12} \text{ H}^2$$

sostituendo i valori numerici si ottiene:

$$12 = \frac{10^{14} \cdot 18 \cdot 10^{-12}}{R_L^2 + 10^{14} \cdot 7,5^2 \cdot 10^{-12}} R_L = \frac{1800 R_L}{R_L^2 + 75^2}$$

e quindi:

$$R_L^2 - 150 R_L + 75^2 = 0$$

$$R_L = 75 \Omega$$

4) Si ha:

$$R_{st} = \frac{1}{9} R_{l2} = \frac{1}{9} \cdot 12 = 1,33 \Omega$$

$$Q = \frac{\omega_o L_1}{R_{s1}} = \frac{10^7 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{1,33} = 150$$

5) Essendo:

$$V_{G\max} = V_{GM} + V_{GO} = 500 - 330 = 170 \text{ V},$$

si ottiene:

$$V_{Amin} = \frac{V_{Gmax}}{0,8} = \frac{170}{0,8} \cong 210 \text{ V}$$

da cui:

$$V_{AM} = E_A - V_{Amin} = 2000 - 210 = 1790 \text{ V}$$

e poich :

$$R_p = Q_c \omega_o L_1 = 15 \cdot 10^7 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 3 \text{ k}\Omega$$

si ricava:

$$P_c = \frac{V_{AM}^2}{2 R_p} = \frac{1790^2}{6 \cdot 10^3} = 532 \text{ W}$$

$$I_{Aeff} = \frac{V_{AM}}{\sqrt{2} R_p} = \frac{1790}{1,41 \cdot 3 \cdot 10^3} = 0,425 \text{ A}$$

Dai diagrammi di fig. 3 (b), in corrispondenza di $\theta_p = 74^\circ$, si ha:

$$\frac{I_{Aeff}}{I_{AM}} = 1,2 \quad ; \quad I_{Am} = \frac{0,425}{1,2} = 0,354 \text{ A}$$

quindi:

$$P_a = E_A \cdot I_{Am} = 2000 \cdot 0,354 = 708 \text{ W}$$

e infine:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{532}{708} = 75,5 \% \quad ; \quad \eta_t = 1 - \frac{Q_c}{Q} = 0,9$$

$$\eta = 0,755 \cdot 0,9 \cong 68\%$$

ESERCIZIO N. 3.

Si vuole progettare un amplificatore in classe C, facendo uso di un triodo 833, avente le caratteristiche riportate in appendice. Il costruttore consiglia: $E_A = 3000 \text{ V}$; $V_{GO} = -200 \text{ V}$; $I_{Am} = 0,5 \text{ A}$. Inoltre la massima potenza dissipabile dal tubo   $P_d = 300 \text{ W}$, la frequenza di lavoro   di 1 MHz e il coefficiente di amplificazione μ vale 35. Il cir-

cuito anodico presenta una resistenza di utilizzazione $R_L = 75 \Omega$ e l'induttanza del secondario è di $50 \mu\text{H}$.

Soluzione:

Desiderando ottenere un rendimento di conversione $\eta_c \geq 75\%$ e imponendo che la potenza P_d sia al massimo di 300 W , dalla relazione:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{P_a - P_d}{P_a} = 1 - \frac{P_d}{P_a}$$

si ricava:

$$P_a = \frac{P_d}{1 - \eta_c} = \frac{300}{1 - 0,75} = 1200 \text{ W}$$

da cui risulta, assumendo $E_A = 3000 \text{ V}$:

$$I_{Am} = \frac{P_a}{E_A} = \frac{1200}{3000} = 0,4 \text{ A}$$

Si eseguirà quindi il progetto fissando:

$$E_A = 3000 \text{ V} \quad ; \quad I_{Am} = 0,4 \text{ A} \quad ; \quad \theta_p = 70^\circ$$

1) Dai diagrammi di fig. 3(a), in corrispondenza di $\theta_p = 70^\circ$, si ricava:

$$\frac{I_{Amax}}{I_{Am}} = 4 \quad ; \quad I_{Amax} = 4 I_{Am} = 1,6 \text{ A}$$

2) Sulle caratteristiche statiche anodiche è riportata la curva $I_A = f(V_A)$ per $V_{Amin} = V_{Gmax}$; in corrispondenza di $I_A = 1,6 \text{ A}$, su tale curva si legge: $V_{Amin} = V_{Gmax} \cong 170 \text{ V}$.

3) Ora l'ampiezza della tensione alternativa anodica vale:

$$V_{AM} = 3000 - 170 = 2830 \text{ V}$$

4) Dai diagrammi di fig. 3(b), in corrispondenza di $\theta_p = 70^\circ$, si ha:

$$\frac{I_{Aeff}}{I_{Am}} = 1,22 \quad ; \quad I_{Aeff} = 1,22 \cdot 0,4 = 0,488 \text{ A}$$

5) Risultata:

$$P_c = \frac{V_{AM}}{\sqrt{2}} I_{Aeff} = \frac{2830 \cdot 0,488}{1,41} \cong 980 \text{ W}$$

6) Essendo $P_a = 1200 \text{ W}$, il rendimento η_c è:

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{980}{1200} = 0,815$$

Poiché il rendimento risulta maggiore di quello supposto all'inizio, si avrà una potenza dissipata dal tubo:

$$P_d = P_a - P_c = 1200 - 980 = 220 \text{ W}$$

minore di quella massima consentita, perciò il progetto potrà essere proseguito.

7) Si calcola ora la tensione di polarizzazione di griglia V_{GO} dalla relazione:

$$\begin{aligned} V_{GO} &= - \frac{1}{1 - \cos \theta_p} \left[\frac{E_A}{\mu} (1 - \cos \theta_p) + \left(\frac{V_{Amin}}{\mu} + V_{Gmax} \right) \cos \theta_p \right] = \\ &= - \frac{1}{1 - 0,342} \left[\frac{3000}{35} (0 - 0,342) + \left(\frac{170}{35} + 170 \right) 0,342 \right] = \\ &= - 1,49 (56,3 + 59,7) = - 173 \text{ V} \end{aligned}$$

8) L'ampiezza della tensione alternativa di griglia vale:

$$V_{GM} = V_{Gmax} - V_{GO} = 170 + 173 = 343 \text{ V}$$

9) L'angolo di circolazione θ_g della corrente di griglia si calcola dalla relazione:

$$\cos \theta_g = - \frac{V_{GO}}{V_{GM}} = \frac{173}{343} = 0,505$$

da cui risulta:

$$\theta_g \cong 59^\circ 30'$$

10) Dalle caratteristiche statiche $I_g = f(V_{AK})$, riportate in appendice, si ricava:

$$I_{Gmax} = 0,47 \text{ A}$$

11) Dai diagrammi di fig. 3 (a), in corrispondenza di $\theta_g = 59^\circ 30'$, si legge:

$$\frac{I_{G\max}}{I_{Gm}} = 5,9 \quad ; \quad I_{Gm} = \frac{I_{G\max}}{5,9} = \frac{0,47}{5,9} \cong 80 \text{ mA}$$

La corrente di griglia risulta avere un valore leggermente superiore al massimo consentito, che è indicato dal costruttore in 75 mA, ma in realtà può essere accettato, perché il metodo di calcolo porta a risultati approssimati per eccesso.

1) Ancora dai diagrammi di fig. 3 (b), si ricava:

$$\frac{I_{G\text{eff}}}{I_{Gm}} = 1,32 \quad ; \quad I_{G\text{eff}} = 1,32 \cdot 80 \cdot 10^{-3} \cong 106 \text{ mA}$$

$$P_i = I_{G\text{eff}} \frac{V_{GM}}{\sqrt{2}} = 0,106 \frac{343}{1,41} = 25,6 \text{ W}$$

Circuito anodico:

Per progettare il circuito anodico, occorre in primo luogo calcolare la R_p (fig. 5). È:

$$R_p = \frac{V_{AM}}{I_{AM}} = \frac{2830}{\sqrt{2} \cdot 0,488} = 4,13 \text{ k}\Omega$$

Fissato poi $Q_c = 12$, ritenendo tale valore sufficiente a contenere le distorsioni nei limiti desiderati, si calcola L_1 dalla relazione:

$$L_1 = \frac{R_p}{\omega_o Q_c} = \frac{4,13 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 12} = 55 \mu\text{H}$$

Segue:

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L_1} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 10^{12} \cdot 55 \cdot 10^{-6}} \cong 460 \text{ pF}$$

Volendo ottenere un rendimento di trasferimento $\eta_t = 0,9$, si può determinare il Q del circuito risonante, essendo:

$$\eta_t = 1 - \frac{Q_c}{Q} \quad ; \quad Q = \frac{Q_c}{1 - \eta_t} = 120$$

Ora si può ricavare:

$$R_{s1} = \frac{\omega_o L_1}{Q} = \frac{2\pi \cdot 10^6 \cdot 55 \cdot 10^{-6}}{120} = 2,88 \, \Omega$$

$$R_{12} = \frac{\omega_o^2 L_1^2}{R_p} - R_{s1} = \frac{(2\pi)^2 \cdot 10^{12} \cdot 55^2 \cdot 10^{-12}}{4,13 \cdot 10^3} - 2,88 \cong 25,9 \, \Omega$$

Sapendo che $R_L = 75 \, \Omega$ e $L_2 = 50 \, \mu\text{H}$, si può dedurre il coefficiente di accoppiamento k fra le due bobine, dalla relazione:

$$R_{12} = \frac{\omega_o^2 M^2}{R_L^2 + \omega_o^2 L_2^2} R_L$$

da cui:

$$\begin{aligned} M^2 &= k^2 \cdot L_1 \cdot L_2 = \frac{R_{12}}{R_L \cdot \omega_o^2} (R_L^2 + \omega_o^2 L_2^2) = \\ &= \frac{25,9}{75 \cdot (2\pi)^2 \cdot 10^{12}} [75^2 + (2\pi)^2 \cdot 10^6 \cdot 50^2 \cdot 10^{-6}] = 126,5 \cdot 10^{-12} \, \text{H}^2 \end{aligned}$$

$$k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{126,5 \cdot 10^{-12}}{55 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-6}}} \cong 0,215$$

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Un amplificatore di potenza in classe C è realizzato con un triodo, che lavora nelle seguenti condizioni: tensione di alimentazione anodica $E_A = 2500$ V, corrente continua anodica $I_{Am} = 0,4$ A, polarizzazione di griglia $V_{GO} = -200$ V, ampiezza della tensione alternativa di griglia $V_{GM} = 250$ V, corrente continua di griglia $I_{Gm} = 40$ mA, potenza di ingresso $P_i = 20$ W, potenza conferita all'utilizzatore $P_u = 0,8$ kW, frequenza di lavoro $f_o = 800$ kHz.

Si calcolino:

- 1) Il valore massimo della tensione alternativa anodica V_{AM} (si ponga $V_{Gmax} = 0,5 V_{Amin}$).
- 2) Il circuito risonante (L , C) ammettendo un valore di $Q_c = 15$ e di $Q = 200$.
- 3) I valori della resistenza serie della bobina R_s e della resistenza di carico riportata a primario R_{l2} .
- 4) Il gruppo di polarizzazione automatica R_g , C_g .

(Risposta: $V_{AM} = 2400$ V; $L \cong 44 \mu\text{H}$; $C \cong 900$ pF;

$R_{s1} = 1,1 \Omega$; $R_{l2} = 13,6 \Omega$; $R_g = 5 \text{ k}\Omega$; $C_g = 2500$ pF)

ESERCIZIO N. 2.

Un amplificatore di potenza in alta frequenza in classe C funziona nelle seguenti condizioni: pulsazione di lavoro $\omega_o = 10^7$ rad/sec; capacità totale del circuito oscillante $C = 400$ pF; potenza utilizzata $P_u = 2$ kW; valore massimo della tensione alternativa anodica $V_{AM} = 3800$ V; corrente media anodica $I_{Am} = 0,7$ A; polarizzazione di griglia $V_{GO} = -200$ V; ampiezza della tensione alternativa di griglia $V_{GM} = 360$ V; rendimento di conversione $\eta_c = 75$ %. Si calcolino:

- 1) La tensione di alimentazione E_A (si ponga $V_{Gmax} = 0,8 V_{Amin}$).

- 2) Il rendimento totale η e quello del trasferimento energetico η_t .
- 3) L'induttanza L e la resistenza serie R_s della bobina.

(Risposta: $E_A = 4000 \text{ V}$; $\eta = 71,5 \%$; $\eta_t \cong 95 \%$; $L = 25 \mu\text{H}$;
 $R_s = 0,91 \Omega$)

ESERCIZIO N. 3.

Un amplificatore di potenza in alta frequenza funziona nelle seguenti condizioni: tensione di alimentazione $E_A = 3000 \text{ V}$; corrente media anodica $I_{Am} = 0,17 \text{ A}$; minima tensione anodica $V_{Amin} = 150 \text{ V}$; polarizzazione di griglia $V_{Go} = -200 \text{ V}$; corrente media di griglia $I_{Gm} = 20 \text{ mA}$; capacità del circuito risonante anodico $C = 370 \text{ pF}$; induttanza del circuito risonante anodico $L = 100 \mu\text{H}$; capacità di uscita del tubo $C_u = 30 \text{ pF}$; resistenza serie della bobina $R_s = 2,5 \Omega$; rendimento del trasferimento di energia $\eta_t = 90 \%$.

Si calcolino:

- 1) La frequenza di lavoro f_o dell'amplificatore.
- 2) La potenza P_u erogata al carico.
- 3) Il gruppo di polarizzazione automatica R_g e C_g .
- 4) Gli angoli di circolazione della corrente anodica $2\theta_p$ e della corrente di griglia $2\theta_g$. (Si ponga $V_{Gmax} = 0,6 V_{Amin}$).

(Risposta: $f_o \cong 800 \text{ kHz}$; $P_u = 365 \text{ W}$; $R_g = 10 \text{ k}\Omega$
 $C_g = 1250 \text{ pF}$; $2\theta_p \cong 152^\circ$; $2\theta_g \cong 93^\circ$)

ESERCIZIO N. 4.

Un amplificatore in classe C viene realizzato con un tubo alimentato da una tensione di 1000 V e funziona ad una frequenza $f_o = 5 \text{ MHz}$. Supponendo che la corrente anodica possa essere assimilata ad un guizzo rettangolare di ampiezza 300 mA e che l'angolo di circolazione della stessa sia $2\theta_p = 120^\circ$, calcolare:

- 1) L'ampiezza I_{AM} della componente fondamentale della corrente anodica e il valore I_{Am} della componente continua.
- 2) Gli elementi del circuito risonante anodico, affinché la potenza alternativa P_c sul carico sia di 75 W, supponendo un Q del circuito risonante di 150 e un rendimento di trasferimento $\eta_i = 90\%$.
- 3) Il rendimento totale, la potenza P_u sull'utilizzatore e quella P_b dissipata sulla bobina del circuito risonante.

(Risposta: $I_{AM} = 165 \text{ mA}$; $I_{Am} = 100 \text{ mA}$; $L_1 = 11,7 \mu\text{F}$; $C = 87 \text{ pF}$;
 $R_{s1} = 2,45 \Omega$; $\eta = 67,5\%$; $P_u = 67,5 \text{ W}$; $P_b = 7,5 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 5.

Si vuole progettare un amplificatore in classe C facendo uso di un triodo 833, le cui caratteristiche sono riportate in appendice. Si fissino: $E_A = 3000 \text{ V}$; $I_{Am} = 0,42 \text{ A}$; $\theta_p = 65^\circ$, tenendo presente che la massima potenza dissipabile dal tubo è di 300 W e che il coefficiente di amplificazione μ vale 35. Si calcolino il rendimento di conversione η_c , la tensione di polarizzazione di griglia, l'angolo θ_g e la potenza d'ingresso P_i . Sapendo che la pulsazione di lavoro è $\omega_o = 4 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}$ e fissando $Q = 200$, $Q_c = 16$ e l'induttanza della bobina L_2 del secondario pari a $20 \mu\text{H}$, si dimensionino il circuito anodico (L_1 , C , k) nel caso che la resistenza di utilizzazione R_L sia di 75Ω . Si calcoli infine la potenza utilizzata P_u .

(Risposta: $\eta_c = 82\%$; $V_{GO} \cong -230 \text{ V}$; $\theta_g = 56^\circ 30'$; $P_i \cong 35 \text{ W}$;
 $L_1 = 60 \mu\text{H}$; $C_1 = 1040 \text{ pF}$; $k \cong 0,34$; $P_u \cong 950 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 6.

Un amplificatore di potenza in classe C funziona nelle seguenti condizioni:

$$E_A = 2700 \text{ V}; \quad I_{Gm} = 70 \text{ mA}; \quad \theta_g = 60^\circ; \quad V_{G\max} = 0,7 V_{A\min}$$

Il rendimento di conversione è $\eta_c = 0,8$ e quello totale $\eta = 0,72$.

Sapendo che la resistenza di polarizzazione automatica R_g è di $2 \text{ k}\Omega$, che la pulsazione del segnale d'ingresso è $\omega_o = 5 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}$, che il circuito risonante è composto da un condensatore $C = 400 \text{ pF}$ e da una bobina avente $Q_{bi} = 125$ e che la resistenza di utilizzazione $R_L = 75 \Omega$ è accoppiata al circuito risonante tramite una bobina secondaria, con coefficiente di accoppiamento $k = 0,38$, dopo aver disegnato lo schema del circuito, calcolare:

- 1) La potenza d'ingresso P_i .
- 2) La potenza utilizzata P_u , quella dissipata nella bobina primaria P e nel tubo P_d .
- 3) La componente continua I_{Am} della corrente anodica.
- 4) Il valore L_2 dell'induttanza della bobina secondaria.

(Risposta: $P_i = 18,3 \text{ W}$; $P_u = 450 \text{ W}$; $P = 50 \text{ W}$;

$P_d = 125 \text{ W}$; $I_{Am} = 0,232 \text{ A}$; $L_2 = 15 \mu\text{H}$)

CAPITOLO DODICESIMO

ALIMENTATORI

Generalità.

Gli alimentatori sono dispositivi che, assorbendo tensione e corrente alternata dalla rete, forniscono tensione e corrente continua necessaria al funzionamento di vari dispositivi elettronici. Gli alimentatori possono essere a una semionda e a doppia semionda. Questi ultimi oltre ad erogare maggior potenza forniscono una tensione continua con una componente alternata di valore minore e di frequenza doppia di quella d'ingresso dell'alimentatore, quindi più facilmente filtrabile.

Negli alimentatori si definisce il fattore di ronzio r , come rapporto fra il valore efficace della tensione alternativa all'uscita del filtro e il valore della tensione continua erogata dall'alimentatore. Tale fattore di ronzio viene di solito espresso in per cento. Per calcoli approssimativi è di solito sufficiente considerare la sola componente fondamentale dalla tensione alternativa.

a) Alimentatori a una semionda.

Lo schema di principio è illustrato in fig. 1. La tensione continua E fornita all'utilizzatore R_L può essere approssimata dalla relazione:

$$E = E_M (1 - T/2 R_L C)$$

dove E_M è l'ampiezza della tensione alternata al secondario del trasformatore e T il periodo corrispondente.

Il fattore di ronzio risulta approssimativamente:

$$r = \frac{T}{2 \sqrt{3} R_L C}$$

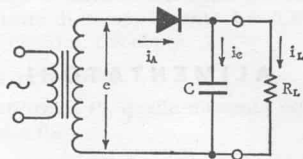


Figura 1.

b) Alimentatore a doppia semionda.

Uno schema di principio è illustrato in fig.2. La tensione ai capi dell'utilizzatore ha però delle componenti alternative di ampiezza piuttosto elevata, che possono essere ridotte con dei filtri.

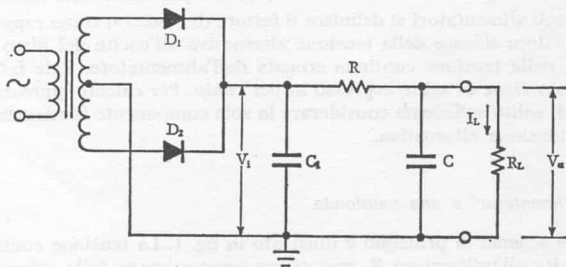


Figura 2.

Questi possono essere $R-C$ (fig. 2), $L-C$ ad ingresso capacitivo (fig. 3) e $L-C$ ad ingresso induttivo (fig. 4).

Il primo schema è relativo ad alimentatori per piccole correnti. Il rapporto fra l'ampiezza della tensione alternativa di uscita V_{ua} e quella alternativa d'ingresso V_{ia} di pulsazione ω , vale:

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \cong \frac{1}{\omega RC}$$

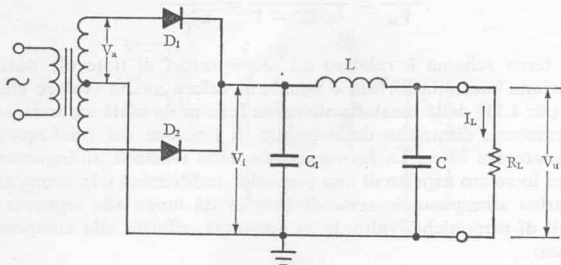


Figura 3.

Nel filtro si ha anche una caduta di tensione continua $\Delta V = RI_L$, essendo I_L la corrente continua erogata dall'alimentatore.

Il secondo schema è usuale negli alimentatori di media potenza. Per correnti limitate la tensione di uscita si avvicina al valore mas-

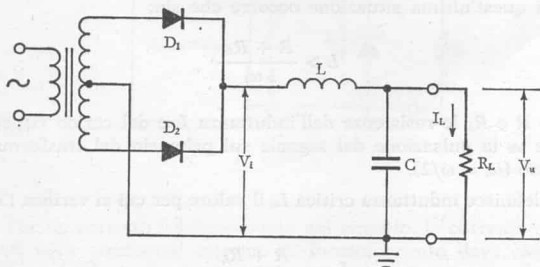


Figura 4.

simo della tensione alternata v_a fornita da metà secondario del trasformatore e diminuita delle cadute di tensione nel trasformatore, raddrizzatore e filtro.

Il rapporto $\frac{V_{ua}}{V_{ia}}$ questa volta vale:

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1} = \frac{1}{\omega^2 LC}$$

Il terzo schema è relativo ad alimentatori di notevole potenza. La tensione continua fornita è uguale al valore medio (valore efficace diviso per 1,11) della tensione alternata fornita da metà secondario del trasformatore, diminuita delle cadute di tensione nel trasformatore, raddrizzatore e filtro. La forma d'onda della tensione all'ingresso del filtro ha lo stesso aspetto di una sinusoide raddrizzata e la componente alternativa scomposta in serie di Fourier dà luogo alle seguenti percentuali di armoniche, valutate in ampiezza, riferite alla componente continua:

- fondamentale: 66,7 %
- seconda armonica: 13,3 %
- terza armonica: 5,7 %

L'azione del filtro $L-C$ è identica a quella vista precedentemente.

Tutto ciò è però valido solo se l'ampiezza della componente alternativa non supera il valore della componente continua, in caso contrario la corrente nell'induttanza diventa pulsante. Affinché non si verifichi quest'ultima situazione occorre che sia:

$$L > \frac{R + R_L}{3 \omega_i}$$

essendo R e R_L le resistenze dell'induttanza L e del carico rispettivamente e ω_i la pulsazione del segnale sul primario del trasformatore d'ingresso ($\omega_i = \omega/2$).

Si definisce induttanza critica L_c il valore per cui si verifica l'uguaglianza:

$$L_c = \frac{R + R_L}{3 \omega_i}$$

Un raddrizzamento delle due semionde della tensione alternata si ha anche nello schema a ponte di fig. 5, che impiega quattro diodi, ma ha il vantaggio che questi richiedono una tensione inversa metà rispetto a quelli degli schemi precedenti (a parità di tensione raddrizzata) e un trasformatore più economico (mancanza di presa centrale e tensione secondaria metà).

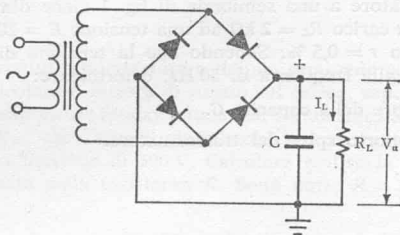


Figura 5.

c) Stabilizzazione della tensione.

La tensione raddrizzata e filtrata può essere resa poco sensibile alle variazioni della tensione di rete o del carico con circuiti *stabil-volt*, impieganti diodi *Zener*, di cui un esempio è riportato in fig. 6.

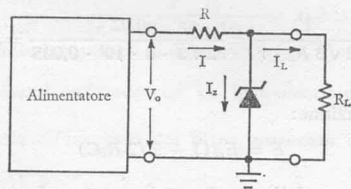


Figura 6.

Per un corretto funzionamento del circuito, la corrente nel diodo *Zener*, nelle condizioni estreme di funzionamento deve essere compresa fra i valori massimo e minimo ammissibili.

ESERCIZI SVOLTI

ESERCIZIO N. 1.

L'alimentatore a una semionda di fig. 1 viene dimensionato per alimentare un carico $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ad una tensione $E = 20 \text{ V}$ con un fattore di ronzio $r = 0,5 \%$. Sapendo che la tensione di rete V_a è di 220 V efficaci alla frequenza di 50 Hz , determinare:

- 1) Il valore della capacità C .
- 2) Il rapporto spire del trasformatore.

Soluzione:

- 1) Dalla relazione approssimata:

$$r = \frac{T}{2 \sqrt{3} \cdot R_L C}$$

essendo:

$$T = 1/f = 1/50 = 0,02 \text{ sec}$$

si ricava, sostituendo i valori numerici:

$$C = \frac{T}{2 \sqrt{3} R_L \cdot r} = \frac{0,02}{2 \sqrt{3} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 0,005} = 575 \mu\text{F}$$

- 2) Dalla relazione:

$$E = E_M (1 - T/2 R_L C)$$

si deduce l'ampiezza della tensione alternativa al secondario del trasformatore:

$$E_M = \frac{E}{1 - T/2 R_L C} = \frac{20}{1 - 0,02/2 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 575 \cdot 10^{-6}} =$$

$$\cong 20,2 \text{ V}$$

Segue per il rapporto spire del trasformatore:

$$N_1/N_2 = \frac{V_{aM}}{E_M} = \frac{220\sqrt{2}}{20,2} \cong 15,4$$

ESERCIZIO N. 2.

Dato il circuito raddrizzatore a doppia semionda con filtro $R-C$, di figura 2, calcolare il fattore di ronzio sul carico, sapendo che l'ampiezza della componente fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro è di $45 V_{eff}$, che l'alimentatore eroga una corrente continua di 10 mA con una tensione di 300 V. Calcolare inoltre la potenza complessiva dissipata nella resistenza R . Sono noti: $R = 2 \text{ k}\Omega$; $C = 50 \text{ }\mu\text{F}$.

Soluzione:

Nel calcolo del fattore di ronzio all'uscita si suppongono trascurabili i contributi dovuti alle armoniche di ordine superiore. Si suppone inoltre trascurabile l'influenza della resistenza di carico (infatti alla frequenza fondamentale di 100 Hz, essendo l'alimentatore a doppia semionda, la reattanza del condensatore C vale:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 31,8 \Omega$$

contro i $30 \text{ k}\Omega$ della resistenza di carico).

In tali condizioni, indicato con V_{ua} la tensione di ronzio all'uscita e con V_{ia} quella all'ingresso del filtro, misurate in valore efficace si ha:

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad \text{e} \quad \frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \cong \frac{1}{\omega RC}$$

Sostituendo i valori si ha:

$$V_{ua} = \frac{45}{2\pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 0,716 \text{ V}$$

Il fattore di ronzio r risulta allora (in per cento):

$$r = \frac{V_{ua}}{V_{u \text{ continua}}} \cdot 100 = \frac{0,716}{300} \cdot 100 \cong 0,24 \%$$

Per il calcolo della potenza complessivamente dissipata nella resistenza R occorre tener presente che tale resistenza è percorsa da una corrente continua, di valore pari a quella di uscita dell'alimentatore e da una corrente alternata di valore circa uguale a $\frac{V_{ia}}{R}$ (la corrente alternata in R , per quanto già detto, è circa uguale alla corrente in C e questa vale $\omega CV_{ua} = V_{ia}/R$).

Si ha perciò:

$$I_{R \text{ continua}} = 10 \text{ mA}$$

$$I_{R \text{ alternata}} \cong \frac{45}{2 \cdot 10^3} = 22,5 \text{ mA}$$

La potenza complessivamente dissipata in R vale quindi:

$$\begin{aligned} P_R &= RI_{R \text{ cont.}}^2 + RI_{R \text{ altern.}}^2 = \\ &= 2 \cdot 10^3 [100 \cdot 10^{-6} + 507 \cdot 10^{-6}] = 1,214 \text{ W} \end{aligned}$$

ESERCIZIO N. 3.

Dato il raddrizzatore in fig. 3 che fornisce una tensione continua di 25 V, supponendo che, a pieno carico, R_L sia 200 Ω e che all'ingresso del filtro si abbia una componente fondamentale della tensione alternata del 10 %, si dimensiona il filtro LC in modo che l'ondulazione sul carico si riduca a 0,5 % della tensione continua e che la caduta di tensione continua sulla bobina non superi 1 V, sapendo che il coefficiente di merito della bobina è $Q = 20$.

Soluzione:

L'attenuazione, ossia il rapporto tra la tensione di uscita dal filtro e quella d'ingresso sarà:

$$\frac{\frac{0,5}{100} \cdot 25}{\frac{10}{100} \cdot 25} = \frac{0,5}{10} = \frac{1}{20}$$

(Si è trascurata la caduta di tensione continua nella bobina). La corrente continua assorbita dal carico vale:

$$I_L = \frac{25}{200} = 125 \text{ mA}$$

Essa attraverserà anche l'induttanza, sulla quale dovrà provocare una caduta massima di tensione di 1 V, perciò la R_s della bobina è:

$$R_s = \frac{V}{I_L} = \frac{1}{125 \cdot 10^{-3}} = 8 \Omega$$

Si può ricavare ora l'induttanza, tenendo presente che la frequenza f è doppia di quella di rete.

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad ; \quad L = \frac{R_s Q}{\omega} = \frac{20 \cdot 8}{2\pi f} = 0,254 \text{ H}$$

Il rapporto tra la tensione alternativa di uscita V_{ua} e quella alternativa d'ingresso al filtro V_{ia} è (trascurando la R_s):

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{-\frac{j}{\omega C}}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$$

Quando $\omega^2 LC$ è molto grande si può trascurare 1 per cui:

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} \cong -\frac{1}{\omega^2 LC}$$

Il segno negativo indica l'opposizione di fase tra V_{ua} e V_{ia} . Poiché l'attenuazione richiesta è 1/20:

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{1}{20} = \frac{1}{\omega^2 LC}$$

quindi:

$$C = \frac{20}{\omega^2 L} = \frac{20}{628^2 \cdot 0,254} = 200 \mu\text{F}$$

ESERCIZIO N. 4.

Un alimentatore a doppia semionda, con filtro ad ingresso induttivo, fornisce una tensione continua di 300 V su un carico di 5 k Ω . Il filtro è costituito da un'induttanza L di valore 20 H e resistenza 500 Ω e da un condensatore C di 27 μF .

Sapendo che l'ampiezza della componente fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro è il 66,7 % del valore della corrispondente componente continua, calcolare il fattore di ronzio sull'uscita, il suo valore picco-picco e il valore efficace della tensione alternata (di frequenza 50 Hz) che deve fornire il secondario del trasformatore di alimentazione, supponendo l'alimentatore realizzato con diodi al silicio aventi cadute di tensione trascurabili.

Soluzione:

Lo schema dell'alimentatore risulta come in fig. 4.

La corrente continua I_L fornita dall'alimentatore risulta:

$$I_L = \frac{V_u}{R_L} = \frac{300}{5 \cdot 10^3} = 60 \text{ mA}$$

Tale corrente dà luogo ad una caduta di tensione nel filtro pari a $RI_L = 500 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ V}$, per cui la tensione continua all'ingresso del filtro V_{ic} vale:

$$V_{ic} = V_u + RI_L = 300 + 30 = 330 \text{ V}$$

Si deduce subito l'ampiezza della componente fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro V_{ia} che è:

$$V_{ia} = \frac{66,7}{100} \cdot V_{ic} = \frac{66,7}{100} \cdot 330 = 220 \text{ V}$$

Trascurando sia l'effetto della R_L , che quello delle armoniche di ordine superiore, l'ampiezza del ronzio all'uscita V_{ua} risulta:

$$V_{ua} \cong \frac{V_{ia}}{\omega^2 LC} = \frac{220}{(2\pi \cdot 100)^2 20 \cdot 27 \cdot 10^{-6}} = 1,03 \text{ V}$$

(Si è trascurato l'effetto della resistenza R che è piccola rispetto alla reattanza dell'induttanza, calcolata ovviamente alla frequenza di 100 Hz, essendo l'alimentatore a doppia semionda).

Il valore picco-picco del ronzio è:

$$V_{upp} = 2 V_{ua} = 2,06 \text{ V}$$

mentre il valore efficace è $V_{ua}/\sqrt{2} = 0,725 \text{ V}$, per cui il fattore di ronzio r all'uscita dell'alimentatore vale:

$$r = \frac{0,725}{300} \cdot 100 \cong 0,24 \%$$

Per calcolare la tensione che deve fornire il secondario del trasformatore, basta ricordare che la forma di tensione all'ingresso del filtro è data da una sinusoide raddrizzata, il cui valor medio rappresenta la componente continua V_{ic} . Sapendo che il fattore di forma vale 1,11 si calcola il valore efficace V_a della tensione alternata, che risulta:

$$V_a = 1,11 \cdot V_{ic} = 1,11 \cdot 330 = 366 \text{ V}$$

Questa tensione, essendo per ipotesi trascurabili le cadute nel diodo, rappresenta la tensione su metà del secondario del trasformatore, per cui la tensione V_s sul secondario dello stesso deve valere:

$$V_s = 2 V_a = 2 \cdot 366 = 732 \text{ V}$$

ESERCIZIO N. 5.

L'alimentatore a doppia semionda di fig. 4 è costituito da un trasformatore d'ingresso avente un primario di 1000 spire e un secondario di 1500 spire per ogni metà. Il primario è alimentato con una tensione di 220 V_{eff} a 50 Hz e le cadute di tensione si possono considerare trascurabili, come pure quelle sui diodi. Il filtro a LC con ingresso induttivo è realizzato con una bobina avente resistenza $R = 200 \Omega$ e

induttanza L uguale a sei volte il valore dell'induttanza critica L_c in corrispondenza del carico nominale $R_L = 2,5 \text{ k}\Omega$.

Calcolare:

- 1) La tensione continua di uscita.
- 2) Il valore dell'induttanza L e della capacità C del filtro, volendo un fattore di ronzio r all'uscita non superiore allo 0,3 %.
- 3) Il valore massimo che può assumere la R_L oltre il quale la corrente nell'induttanza L diventa pulsante.

Soluzione:

1) Supponendo trascurabili le cadute di tensione nel trasformatore e nei diodi, il valore della tensione su ciascuna metà del secondario è:

$$V_2 = V_i \frac{1500}{1000} = 220 \cdot 1,5 = 330 \text{ V}$$

e la componente continua all'ingresso del filtro vale:

$$V_i = \frac{V_2}{1,11} = \frac{330}{1,11} = 297 \text{ V}$$

La tensione continua di uscita, con carico nominale sarà dunque:

$$V_L = \frac{V_i}{R + R_L} R_L = \frac{297}{250 + 2500} \cdot 2500 = 270 \text{ V}$$

2) Il valore L_c dell'induttanza critica si calcola dalla relazione:

$$L_c = \frac{R + R_L}{3 \omega_i} = \frac{R + R_L}{3 \cdot 2\pi f}$$

dove f è la frequenza della tensione di alimentazione.

Sostituendo i valori numerici si ha:

$$L_c = \frac{250 + 2500}{3 \cdot 6,28 \cdot 50} = 2,92 \text{ H}$$

Segue:

$$L = 6 L_c = 6 \cdot 2,92 = 17,5 \text{ H}$$

Con un fattore di ronzio $r = 0,3 \%$, il valore efficace della componente alternativa all'uscita risulta:

$$V_{ua \text{ eff}} = \frac{0,3 \cdot 270}{100} = 0,81 \text{ V}$$

e l'ampiezza (considerando solo la fondamentale):

$$V_{ua} = 0,81 \cdot \sqrt{2} = 1,15 \text{ V}$$

Poiché l'ampiezza della fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro risulta:

$$V_{ia} = \frac{66,7 V_i}{100} = \frac{66,7 \cdot 297}{100} = 198 \text{ V}$$

segue che l'attenuazione del filtro deve essere:

$$\frac{V_{ua}}{V_{ia}} = \frac{1,15}{198} = \frac{1}{\omega^2 LC} \quad (1)$$

dove $\omega = 2 \omega_i = 628 \text{ rad/sec}$.

Dalla (1) si deduce:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \cdot \frac{198}{1,15} = \frac{198}{628^2 \cdot 17,5 \cdot 1,15} \cong 25 \mu\text{F}$$

3) Il valore massimo che può assumere la R_L si ricava dalla relazione:

$$L = \frac{R + R_{L\max}}{3 \omega_i}$$

da cui:

$$R_{L\max} = 3 \omega_i L - R = 3 \cdot 314 \cdot 17,5 - 250 \cong 16,25 \text{ k}\Omega.$$

ESERCIZIO N. 6.

Un alimentatore viene stabilizzato con un circuito *stabil-volt* impiegante un diodo *Zener*, secondo lo schema di fig. 6, in cui la resistenza di carico $R_L = 240 \Omega$ deve essere alimentata alla tensione di 12 V.

Impiegando un diodo *Zener* della potenza di 1 W, avente una corrente minima di funzionamento $I_{zmin} = 5 \text{ mA}$ e sapendo che la tensione V_u fornita dall'alimentatore può avere una variazione $\delta = \pm 10 \%$, si determini:

- 1) La tensione V_u che deve fornire l'alimentazione e la resistenza di stabilizzazione R , supponendo costante il carico R_L .
- 2) La variazione di tensione sulla R_L , sapendo che il diodo *Zener* ha una resistenza differenziale $R_z = 4 \Omega$.

Soluzione:

1) La corrente massima ammissibile nello *Zener*, essendo P_d la potenza in esso dissipata, vale:

$$I_{zmax} = \frac{P_d}{V_z} = \frac{1}{12} = 83,4 \text{ mA}$$

mentre la corrente di carico è:

$$I_L = V_z/R_L = 12/240 = 50 \text{ mA}$$

Nel caso in cui V_u è massima si ha:

$$V_u + \delta V_u = (I_{zmax} + I_L) R + V_z \quad (1)$$

mentre quando V_u è minima:

$$V_u - \delta V_u = (I_{zmin} + I_L) R + V_z \quad (2)$$

Sostituendo i valori numerici, le (1) e (2) diventano:

$$\begin{cases} V_u(1 + 0,1) = R(83,4 + 50) 10^{-3} + 12 \\ V_u(1 - 0,1) = R(5 + 50) 10^{-3} + 12 \end{cases}$$

ovvero:

$$\begin{cases} 1,1 V_u = 133,3 \cdot 10^{-3} R + 12 \\ 0,9 V_u = 55 \cdot 10^{-3} R + 12 \end{cases}$$

Risolvendo il sistema, dopo aver effettuato la differenza della prima equazione con la seconda, si ha:

$$0,2 V_u = 78,3 \cdot 10^{-3} R$$

$$V_u = 391,5 \cdot 10^{-3} R$$

da cui:

$$0,9 \cdot 391,5 \cdot 10^{-3} R = 55 \cdot 10^{-3} R + 12$$

$$R = 42 \, \Omega$$

$$V_u = 16,4 \, \text{V}$$

2) Quando la tensione V_u passa da $0,9 V_u$ a $1,1 V_u$, la corrente nel diodo Zener subisce una variazione:

$$\Delta I_z = I_{z\max} - I_{z\min} = (83,3 - 5) 10^{-3} = 78,3 \, \text{mA}$$

cui corrisponde una variazione di tensione:

$$\Delta V_z = R_z \Delta I_z = 4 \cdot 78,5 \cdot 10^{-3} = 314 \, \text{mV}$$

la variazione di tensione relativa ai capi di R_L vale:

$$\delta' = \pm \frac{\Delta V_z}{2 V_z} = \pm \frac{314 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 12} = \pm 1,31 \, \%$$

ESERCIZIO N. 7.

Un alimentatore a doppia semionda viene realizzato con un collegamento a ponte, filtro $L-C$ a ingresso induttivo e stabilizzatore con diodo Zener, come indicato in fig. 7 e deve fornire una tensione di 10 V con una corrente variabile da zero a 150 mA.

L'induttanza impiegata nel filtro ha valore $L = 4 \text{ H}$ e resistenza $R_l = 10 \Omega$. La caduta nel trasformatore e raddrizzatore risulta del 5 % a pieno carico con tensione d'ingresso al trasformatore di 220 V, 50 Hz. Fissando il valore minimo della corrente nello Zener $I_{z\min} = 5 \text{ mA}$ e sapendo che la tensione alternata può subire variazioni di $\pm 10 \%$, calcolare:

- 1) La resistenza del circuito di stabilizzazione e la tensione continua V_{ic} all'ingresso del filtro.
- 2) Il valore della capacità C , affinché la componente fondamentale dell'ondulazione ai suoi capi sia l'1 % della V_{ic} .
- 3) Il rapporto spire $n = N_1/N_2$ del trasformatore e la massima tensione inversa che deve sopportare ciascun diodo.

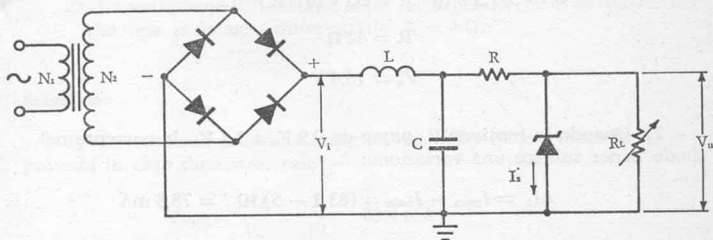


Figura 7.

Soluzione:

1) Le condizioni estreme di funzionamento del diodo Zener risultano quella in cui la corrente assorbita dal carico è nulla e la tensione raddrizzata V_{ic} massima (cui corrisponde la massima corrente di Zener) e quella in cui la corrente nel carico è massima e la tensione raddrizzata minima (cui corrisponde la minima corrente di Zener).

Si possono scrivere perciò le equazioni (indicando con R_t la resistenza totale $R_l + R$):

$$\begin{cases} V_{ic} + 0,1 V_{ic} = R_t \cdot I_{z\max} + V_z \\ V_{ic} - 0,1 V_{ic} = R_t \cdot (I_{z\min} + I_{L\max}) + V_z \end{cases}$$

Sostituendo i valori numerici, si ha:

$$\begin{cases} 1,1 V_{ic} = R_t I_{zmax} + 10 \\ 0,9 V_{ic} = R_t (5 + 150) 10^{-3} + 10 \end{cases} \quad (1)$$

Sottraendo membro a membro si ottiene:

$$0,2 V_{ic} = R_t (I_{zmax} - 155 \cdot 10^{-3})$$

da cui si vede che, dovendo essere positivi i due membri dell'equazione, la massima corrente di Zener deve superare 155 mA. Scegliendo $I_{zmax} = 250$ mA, si ha:

$$0,2 V_{ic} = R_t \cdot 95 \cdot 10^{-3}$$

cioè:

$$V_{ic} = 475 \cdot 10^{-3} R_t \quad (2)$$

Sostituendo quest'ultima espressione nella prima delle (1) si ottiene:

$$1,1 \cdot 475 \cdot 10^{-3} R_t = R_t \cdot 250 \cdot 10^{-3} + 10$$

da cui:

$$R_t = \frac{10}{272,5 \cdot 10^{-3}} \cong 37 \Omega$$

Segue:

$$R = R_t - R_1 = 37 - 10 = 27 \Omega$$

e dalla (2):

$$V_{ic} = 475 \cdot 10^{-3} \cdot 37 = 17,6 \text{ V}$$

2) Poiché il filtro è ad ingresso induttivo, la componente fondamentale dell'ondulazione ha ampiezza:

$$A_1 = 0,66 V_{ic}$$

e poiché il filtro deve ridurla all' 1 % di V_{ic} , esso deve avere una attenuazione:

$$\frac{1}{\omega^2 LC} = \frac{1}{66}$$

da cui:

$$C = \frac{66}{\omega^2 L} = \frac{66}{628^2 \cdot 4} = 42 \mu\text{F}$$

3) In assenza di cadute di tensione nel trasformatore e raddrizzatore, la tensione alternata V_2 al secondario dovrebbe avere un valore efficace dato dalla componente continua per il fattore di forma 1,11. In realtà per tenere conto delle cadute di tensione, valutate in un 5 %, occorre moltiplicare per 1,05 il valore ideale. Si ha cioè:

$$V_2 = 1,05 \cdot 1,11 \cdot 17,6 = 20,6 \text{ V}$$

ed, essendo la tensione al primario $V_1 = 220 \text{ V}$, segue per il rapporto di trasformazione:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{220}{20,6} = 10,7$$

ESERCIZI DA SVOLGERE

ESERCIZIO N. 1.

Nel circuito di fig. 8 il trasformatore sia ideale con $N_1 = 1000$ spire ed $N_2 = 1200$ spire, la tensione d'ingresso $e = 200 \sin \omega t$ V, la resistenza $R = 50 \text{ k}\Omega$ ed infine i diodi abbiano caratteristica ideale. Si determini la d.d.p. V_{AK} ai capi del diodo 2 per un angolo $\theta = 90^\circ$, considerando nel primo semiperiodo il punto A a potenziale maggiore del punto B.

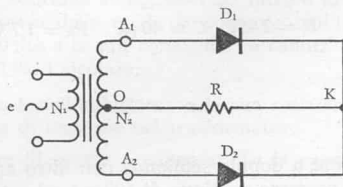


Figura 8.

(Risposta: $V_{AK} = -240 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 2.

Nel circuito di fig. 8, assumendo gli stessi dati dell'esercizio N. 1, se in parallelo alla resistenza R viene posto un condensatore di capacità $C = 16 \mu\text{F}$, sapendo che la tensione d'ingresso è: $e = 200 \sin 314 t$, si calcoli:

- 1) Il valore della tensione continua E ottenibile ai capi di R .
- 2) Il fattore di ronzio r .

(Si assumano il trasformatore e il diodo ideali).

(Risposta: $E = 118,5 \text{ V}$; $r = 0,72 \%$)

ESERCIZIO N. 3.

Dato il circuito raddrizzatore di fig. 2, alimentato alla frequenza di 50 Hz, sapendo che esso fornisce una tensione di 200 V ad un carico di 10 k Ω , calcolare il filtro $R-C$ in modo tale che la caduta di tensione continua sulla resistenza R sia pari al 20 % della tensione continua erogata e che la componente fondamentale del ronzio venga ridotta di 50 volte. Calcolare anche la potenza che complessivamente viene dissipata nella resistenza R e il fattore di ronzio presente all'uscita, supponendo un'ampiezza della componente fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro pari a 60 V.

(Risposta: $R = 2 \text{ k}\Omega$; $C \cong 40 \mu\text{F}$; $P_R = 1,7 \text{ W}$; $r = 0,425 \%$)

ESERCIZIO N. 4.

Un alimentatore a doppia semionda con filtro ad ingresso induttivo fornisce una corrente continua di 100 mA ad un carico di 2,4 k Ω . Il filtro è costituito da un'induttanza L di valore 10 H e resistenza $R = 240 \Omega$ e da un condensatore di capacità 54 μF . Sapendo che l'ampiezza della componente fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro è il 66,7 % del valore della corrispondente componente continua, calcolare il fattore di ronzio all'uscita, il suo valore picco-picco e il valore efficace della tensione alternata che deve fornire il secondario del trasformatore di alimentazione, supponendo trascurabili le cadute di tensione sul diodo.

(Risposta: $r = 0,243 \%$; $V_r = 1,65 V_{pp}$; $V_s = 586 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 5.

Un alimentatore a doppia semionda con filtro a ingresso capacitivo eroga ad un utilizzatore una potenza di 20 W con una tensione di 250 V. Progettare l'induttanza del filtro in modo che in essa si abbia una caduta di tensione continua pari all'8 % della tensione di uscita

e tale da ridurre di cento volte l'ondulazione, assumendo le capacità dei condensatori di $16 \mu\text{F}$.

(Risposta: $L = 15,8 \text{ H}$; $R = 250 \Omega$)

ESERCIZIO N. 6.

Un alimentatore a doppia semionda con filtro LC a ingresso induttivo viene realizzato mediante diodi al silicio e, in condizioni nominali, eroga una corrente di 100 mA .

La tensione continua all'ingresso del filtro è di 300 V , la corrente minima, al di sotto della quale la corrente nell'induttanza diventa pulsante, è di 20 mA e in tali condizioni la caduta di tensione sull'induttanza è del 2% . Calcolare:

- 1) Il valore L dell'induttanza e la sua resistenza R , trascurando le cadute di tensione nel trasformatore.
- 2) Il fattore di ronzio r , sapendo che la capacità C del filtro è di $50 \mu\text{F}$.

(La frequenza della tensione di alimentazione è di 50 Hz).

(Risposta. $L = 16 \text{ H}$; $R = 300 \Omega$; $r = 0,166 \%$)

ESERCIZIO N. 7.

Un alimentatore a doppia semionda con filtro LC a ingresso induttivo deve erogare una corrente continua da un minimo di 25 mA a un massimo di 250 mA . In quest'ultimo caso la caduta di tensione sull'induttanza di filtro è dell' 8% , la resistenza di carico R_L di $1 \text{ k}\Omega$ e il fattore di ronzio r dello $0,2 \%$.

Sapendo che l'alimentazione è a 50 Hz e trascurando le cadute di tensione sul trasformatore e sui diodi si calcolino:

- 1) Il valore della induttanza L del filtro in modo che questa non risulti mai inferiore al valore critico e il valore della capacità C .

- 2) Il valore massimo della resistenza di carico.
- 3) La massima tensione inversa V_{im} applicata a ciascun diodo.

(Risposta: $L = 11,5 \text{ H}$; $C = 52 \mu\text{F}$; $R_{L\max} = 10,72 \text{ k}\Omega$; $V_{im} = 850 \text{ V}$)

ESERCIZIO N. 8.

Un alimentatore a doppia semionda con filtro a ingresso induttivo, viene realizzato con un trasformatore che fornisce una tensione di 44 V efficaci per ramo e che presenta, sempre per ogni ramo una resistenza di 10Ω . Sapendo che i diodi hanno una caduta di tensione di 1 V in condizioni di funzionamento nominale e che il filtro è realizzato con un'induttanza L di 2 H e resistenza R di 10Ω con una capacità C di $400 \mu\text{F}$, calcolare la tensione di uscita V_L e il fattore di ronzio r , quando esso eroga al carico la corrente nominale fissata in 500 mA. Si tenga presente che la componente fondamentale dell'ondulazione all'ingresso del filtro è il 66,7 % della corrispondente componente continua.

(Risposta: $V_L \cong 28,6 \text{ V}$; $r = 0,176 \%$)

ESERCIZIO N. 9.

Un alimentatore viene stabilizzato alla tensione di 6 V con un diodo Zener, come indicato in fig. 6. Sapendo che la tensione continua V_{ic} all'ingresso del circuito *stabil-volt* può avere variazioni $\delta = \pm 10 \%$ e che la corrente nel carico può variare da zero a 250 mA, fissando la resistenza del circuito di stabilizzazione al valore $R = 22 \Omega$, si determinino la tensione continua nominale V_{ic} e le caratteristiche del diodo Zener ($I_{z\max}$ e potenza dissipabile P_d) assumendo $I_{z\min} = 5 \text{ mA}$.

(Risposta: $V_{ic} = 12,9 \text{ V}$; $I_{z\max} = 372 \text{ mA}$; $P_d = 2,23 \text{ W}$)

ESERCIZIO N. 10.

Un alimentatore viene stabilizzato con un diodo Zener secondo lo schema di fig. 6. Sono noti: la resistenza di stabilizzazione $R =$

= 56Ω ; la tensione di Zener $V_z = 18 \text{ V}$; la sua corrente minima $I_{z\min} = 5 \text{ mA}$; la sua potenza massima dissipabile $P_d = 2 \text{ W}$; il carico alla tensione nominale di 18 V che assorbe una corrente $I_L = 100 \text{ mA}$. Si determini:

- 1) Il valore nominale V_{un} della tensione che deve fornire l'alimentatore e la sua variazione percentuale δ oltre la quale viene meno l'effetto di stabilizzazione.
- 2) Supponendo costante la tensione V_u , i valori massimo e minimo della corrente di carico al di fuori dei quali viene meno la stabilizzazione.

(Risposta: $V_{un} = 26,84 \text{ V}$; $\delta = \pm 11 \%$; $I_{L\min} = 47 \text{ mA}$; $I_{L\max} = 153 \text{ mA}$)

ESERCIZIO N. 11.

Un alimentatore con diodi collegati a ponte, viene realizzato secondo lo schema di fig. 7 e fornisce al carico variabile una tensione di 12 V . La stabilizzazione viene effettuata con un diodo Zener da 12 V avente una resistenza differenziale $R_z = 2 \Omega$ e funzionante fra i limiti 5 mA e 200 mA . Il filtro è costituito da una induttanza $L = 2,5 \text{ H}$ avente resistenza $R = 10 \Omega$ e $C = 200 \mu\text{F}$.

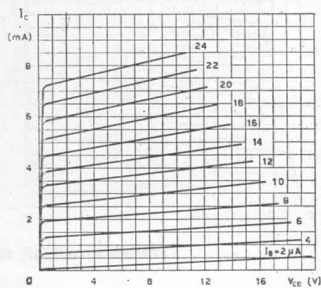
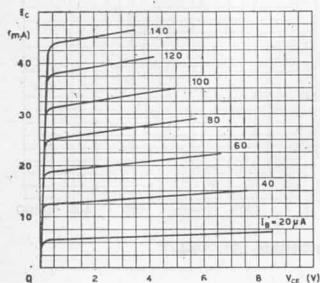
Sapendo che la tensione di alimentazione alla frequenza di 50 Hz può avere una variazione $\delta = \pm 10 \%$ e che il secondario del trasformatore fornisce una tensione $V_2 = 22,2 \text{ V}$ efficaci, trascurando le cadute di tensione nel trasformatore e nei raddrizzatori, si determini:

- 1) La resistenza R del circuito *stabil-vott*.
- 2) La massima corrente di carico ammissibile $I_{L\max}$.
- 3) La massima variazione percentuale δ' della tensione di uscita.
- 4) Il fattore di ronzio r sul carico.

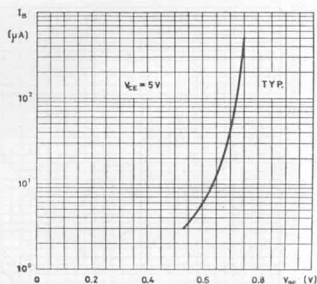
(Risposta: $R = 40 \Omega$; $I_{L\max} = 115 \text{ mA}$; $\delta' = \pm 1,62 \%$;
 $r \cong 0,019 \%$)

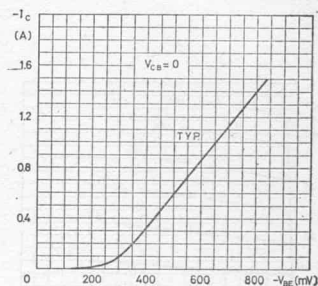
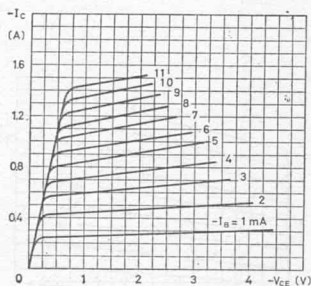
APPENDICE

**Caratteristiche dei transistori,
FET, MOS e tubi**

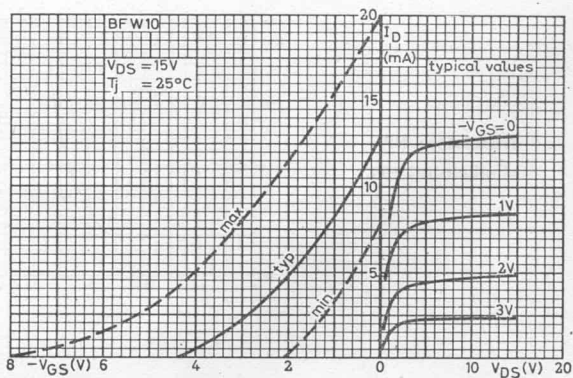


Transistore NPN al silicio BC 108

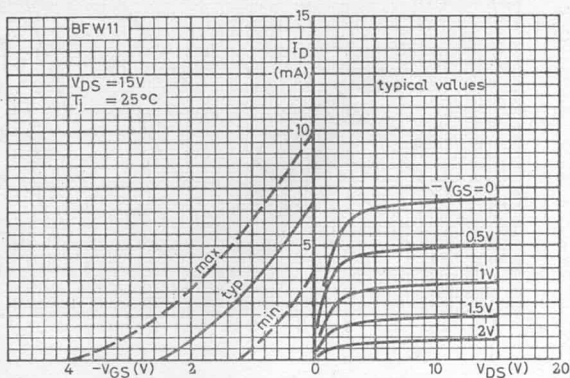




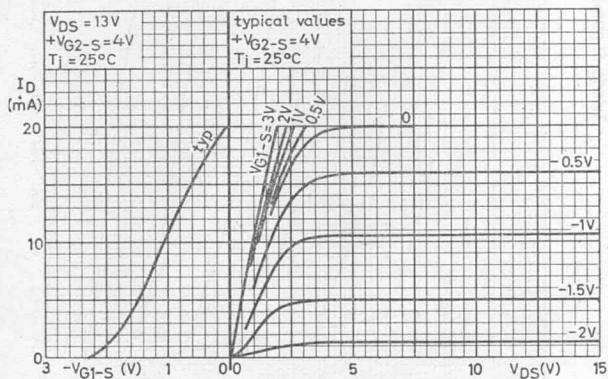
Transistore PNP al germanio AC 188.



Transistore JFET con canale N BFW 10.



Transistore JFET con canale N BFW 11.



Transistore MOS BFS 28 con canale N.

Triodo di potenza per trasmettitore 833.

