

Gentile
20.1.73

RADIO HANDBOOK

QUARTO AGGIORNAMENTO

TRADUZIONE

del Dott. ROMANO ROSATI



EDIZIONI - C. E. L. I. - BOLOGNA
VIA GANDINO 1

Proprietà letteraria ed artistica riservata

Titolo originale:

RADIO HANDBOOK

17ª Edizione Americana

The Bobbs-Merrill Company, Inc. - Howard W. Sams & Company Inc.,
Indianapolis, Indiana 46268
(Editors and Engineers, LTD)

Stampato in Italia © 1971

Tipografia Babina - Bologna

Prefazione

Nel presente volume, estratto dalla XVII Edizione americana del Radio Handbook, sono descritte le realizzazioni pratiche sviluppate più recentemente in USA nel campo delle radioricezioni e radiotrasmissioni dilettantistiche e professionali.

Questo volume quindi, assieme agli altri tre aggiornamenti finora pubblicati, costituisce il complemento della Edizione di testo del Radio Handbook pubblicata dalla ns. Casa Editrice, alla quale rimandiamo il lettore per le notizie di carattere teorico.

Il primo capitolo tratta alcune nuove realizzazioni nel campo dei ricevitori e ricetrasmittitori.

Il secondo capitolo descrive i più recenti eccitatori e trasmettitori di bassa frequenza, mentre nel terzo capitolo sono descritte alcune realizzazioni di amplificatori di potenza a radiofrequenza.

Nel quarto capitolo infine sono trattati alcuni argomenti di attualità, molto interessanti per la tecnica radio professionale e dilettantistica.

Le EDIZIONI C.E.L.I.



INDICE



	pag.
CAPITOLO I. RICEVITORI E RICETRASMETTITORI	1
Premessa	1
I ricetrasmittitori	3
Circuiti e componenti	5
1-1. Convertitore per 6 m con nuvistor	5
Descrizione del circuito	6
Costruzione del convertitore	6
Regolazione del convertitore	10
1-2. Convertitore « Antioverload » per 50 MHz	10
Descrizione del circuito	11
Costruzione del convertitore	13
Regolazione del convertitore	15
1-3. Convertitore con tubi nuvistor per 2 metri	16
Descrizione del circuito	17
Costruzione del convertitore	19
Regolazione del convertitore	20
Modifica per lo « antioverload »	21
1-4. Ricetrasmittitore a SSB ad una sola banda	23
Il circuito del ricetrasmittitore	23
Ricezione	23
Trasmissione	25

	pag.
Costruzione e montaggio del ricetrasmittitore	27
Collegamenti del ricetrasmittitore	32
Bobine e circuiti del ricetrasmittitore	33
Allineamento del ricetrasmittitore	34
Regolazione finale e neutralizzazione	36
Funzionamento in trasmissione	37
1-5. Ricetrasmittitore a banda laterale unica da 200 W su 3 bande	38
Descrizione del circuito	39
La parte ricevente	40
La parte trasmittente	41
Costruzione del ricetrasmittitore	44
Disposizione dei componenti	45
Prova e allineamento	51
Allineamento dell'oscillatore a frequenza variabile e del premescolatore	51
Allineamento della FI del ricevitore e degli 80 m	51
Allineamento del ricevitore su 40 e 20 m	52
Allineamento del trasmettitore	52
Regolazione dell'oscillatore della portante	53
Regolazione della banda passante	53
Neutralizzazione dell'amplificatore	54
Regolazione dell'amplificatore finale	54
1-6. Sistema convertitore a basso rumore a 432 MHz	55
Descrizione del sistema	55
Amplificatore a RF a basso rumore per 432 MHz	56
Circuito amplificatore a radiofrequenza	57
Costruzione dell'amplificatore a RF	58
Regolazione dell'amplificatore a radiofrequenza	60
Unità mescolatrice per 432 MHz	60
Descrizione del circuito	60
Costruzione del mescolatore	61
Regolazione dell'unità mescolatrice	63

	pag.
Unità oscillatrice/moltiplicatrice per 432 MHz	63
Il circuito LO	64
Costruzione dell'unità LO	65
Regolazione dell'unità LO	66
Amplificatore a FI per il convertitore a 432 MHz	67
Il circuito dell'amplificatore a FI	68
Costruzione dell'amplificatore	68
Regolazione dell'amplificatore a FI	69
Regolazione fine dell'amplificatore a RF a 432 MHz	70
1-7. Ricevitore HBR Deluxe	72
Il circuito del ricevitore	72
La sezione a RF	73
La sezione a FI	75
Rivelatore, CAG e sezione audio	76
Il misuratore di S e l'alimentatore	78
Costruzione del ricevitore	80
Montaggio della parte a RF	82
Il sistema a FI	83
Sistema CAG, audio e alimentazione	83
Esecuzione dei collegamenti del ricevitore	85
I circuiti a RF	85
Allineamento del ricevitore	88
Allineamento a FI	89
Allineamento a RF	90
Regolazione del S meter	92
Regolazione finale	92
1-8. Convertitore mobile transistorizzato	93
1-9. Ricetrasmittitore a 6 bande per funzionamento portatile o di emergenza	95
Il circuito del ricetrasmittitore	96
La sezione ricevente	96
La sezione trasmittente	99
I controlli del ricetrasmittitore	99

	pag.
Costruzione del ricetrasmittitore	100
La sezione a RF del ricetrasmittitore	101
Collegamento del ricevitore	104
Allineamento del ricevitore	106
L'allineamento del trasmettitore	108
CAPITOLO II. TRASMETTITORI DI BASSA POTENZA	110
2-1. Eccitatori d'impiego generale per 6 e 2 m	110
Il circuito fondamentale dell'eccitatore	111
Costruzione dell'eccitatore	113
Regolazione dell'eccitatore	114
Il moltiplicatore di frequenza 6360	116
2-2. Eccitatore SSB da 175 W	116
Il circuito dell'eccitatore	117
Costruzione dell'eccitatore	121
Il montaggio del commutatore principale di banda	124
Il montaggio del quadrante	126
Esecuzione dei collegamenti e prova dell'ec- citatore	127
Allineamento dell'oscillatore	127
Allineamento del modulatore	128
Allineamento del trasformatore passa-banda	128
Allineamento dell'amplificatore	129
Regolazione dell'amplificatore finale	130
2-3. Il trasmettitore-eccitatore SSB Deluxe HBT- 200	131
Il circuito del trasmettitore	136
La sezione a RF	136
La sezione VOX e la sezione controllo	139
Costruzione del trasmettitore	140
Montaggio del VFO	141
Esecuzione dei collegamenti del trasmetti- tore	143
Commutatore di banda del trasmettitore	144

	pag.
Allineamento del trasmettitore	145
Regolazione dell'oscillatore di portante-modulatore	145
Allineamento del mescolatore e del circuito a FI	146
Regolazione del bilanciamento del mescolatore	147
Allineamento del circuito del filtro a quarzo	147
Prova di funzionamento e neutralizzazione .	149
Regolazione dello stadio amplificatore . .	149
Regolazione alc	151
Esigenze di alimentazione	151
2-4. Tasto elettronico a transistori	151
Dettagli del circuito del tasto elettronico .	153
Il flip-flop per linee	154
L'oscillatore del tono	155
Costruzione del tasto	156
CAPITOLO III. AMPLIFICATORI DI POTENZA A RADIOFREQUENZA	157
3-1. Amplificatore lineare da 1 kW per 6 metri .	157
Il circuito dell'amplificatore	157
Circuiti di misura e circuiti di soppressione	157
Costruzione dell'amplificatore	160
Montaggio del circuito anodico	162
Regolazione dell'amplificatore	165
Funzionamento come amplificatore per AM	167
3-2. Amplificatore lineare o per servizio in classe C da 500 W su 432 MHz	169
Progetto dell'amplificatore	169
Dettagli del circuito	170
La linea anodica	171
Costruzione dell'amplificatore	172
Accordo e funzionamento	175
Neutralizzazione dell'amplificatore	175

	pag.
3-3. Amplificatore lineare da 2 chilowatt di PEP (U-2) di impiego generale	178
Il circuito fondamentale dell'amplificatore	179
Il circuito di entrata	182
Il circuito anodico	183
Costruzione dell'amplificatore	183
Il circuito accordato catodico	187
Il circuito anodico a pi-greco	187
Uso di tetrodi con anodo esterno	188
Varie combinazioni pratiche di tubi	190
Accordo e regolazione dell'amplificatore	190
 CAPITOLO IV APPARATI AUSILIARI	 193
4-1. Il transistor ad effetto di campo	193
4-2. Amplificatori lineari con griglia a massa	194
Triodi ad alto μ pilotati sul catodo	195
Polarizzazione con griglia a massa	195
Il circuito accordato catodico	196
4-3. Distorsione d'intermodulazione	198
4-4. Un moderno oscilloscopio	200
L'amplificatore verticale	201
Il circuito della base dei tempi	202
Il circuito di sincronismo della deflessione	202
Il circuito di cancellazione	203
Il generatore di deflessione	203
Funzionamento del generatore di deflessione	205
L'amplificatore di deflessione	205
L'alimentatore	206
4-5. Sistemi radiotelescriventi	207
Sistemi di radiotelescriventi	207
Il codice per telescrivente	208
La telescrivente	209
Ricezione RTTY	210

	pag.
Manipolazione a spostamento di frequenza	213
Apparecchiature ausiliarie per RTTY	214
Manipolazione a spostamento ad audiofrequenza	214
4-6. Il circuito VOX	215
4-7. Balun da 50 ohm a larga banda	216
4-8. Sintonizzatore per sistemi di antenna alimentati al centro	217
Costruzione del sintonizzatore	218
Il funzionamento del sintonizzatore	218
4-9. Funzionamento di diodi in serie	219
Protezione dai transistori	220
4-10. Alimentatori al silicio per SSB	221
Esigenze di alimentazione per il servizio SSB	222
Il progetto di alimentatori per IVS	224
Il trasformatore di alimentazione	224
Il rettificatore al silicio	225
Il condensatore filtro	225
Protezione contro gli eccessi di corrente	225
Pratici alimentatori per IVS	226
Il fattore R'	227
4-11. Alimentatore da 1 kW per servizio vocale intermittente	229
4-12. Alimentazione da 2 kW di potenza nel picco dell'involuppo per SSB	231
4-13. Alimentatori con rettificatore a ponte per servizio intermittente	232
4-14. Alimentatore a ponte da 500 W per IVS	233
4-15. Alimentatore per ricetrasmittitore a SSB	234

	pag.
4-16. Alimentatore da 1 kW in CCS	236
4-17. Voltmetro elettronico	237
Voltmetri elettronici per tensioni alternate	238
Voltmetro elettronico di picco per tensioni alternate	238
Voltmetro di picco a diodo ad alta tensione	238

Ricevitori e Ricetrasmittitori

Premessa Ormai sono pochi coloro che si dedicano alla costruzione di un radiorecettore per uso proprio, dato che sul mercato esistono ottimi apparati in grado di ricevere su tutte le gamme di onda che interessano i radiodilettanti. Tuttavia i ricevitori, anche se di caratteristiche modeste, sono sempre alquanto costosi, ed inoltre quelli che si trovano in commercio sono quasi sempre progettati per essere un compromesso che possa soddisfare il maggior numero possibile di radiodilettanti.

Bisogna riconoscere che i costruttori di radiorecettori professionali di tipo commerciale fanno ogni sforzo per soddisfare quanto meglio possibile le varie esigenze. Ma è evidente che ad un radio dilettante che lavori in telegrafia non interessa possedere un ricevitore ad alta fedeltà e che sia dotato di indicatore di intensità di campo (il noto *S meter*), mentre un radioamatore che preferisca lavorare in fonìa non avrà alcun vantaggio dal disporre di un radiorecettore mu-

nito di filtro a quarzo, ossia superselettivo, filtro che invece è necessario per i ricevitori adibiti alla ricezione di segnali radiotelegrafici, soprattutto se non modulati.

Anche per quanto concerne le bande di frequenza ricevibili le esigenze dei vari radiodilettanti sono notevolmente diverse: i radioamatori possono preferire l'uso di un radiorecettore che copra gamme di frequenza molto ampie e che si accavallino tra loro, così da poter ricevere praticamente su tutte le frequenze. I radiodilettanti possono invece preferire ricevitori atti a ricevere bande di frequenza parziali, quali sono quelle assegnate ai radiodilettanti.

Di solito per ragioni di economia e per facilità di costruzione e di allineamento, nei radiorecettori commerciali si fa uso di bobine aventi un *Q* piuttosto basso. Conseguenza di ciò è la possibilità che le ricezioni risultino affette da notevole modulazione incrociata e da probabile sovraccarico, soprattutto nel caso in

cui il ricevitore venga installato in prossimità di forti stazioni trasmettenti. Quanto sopra spiega perchè avviene solo molto raramente che un radiodilettante o un radioamatore, che acquista un ricevitore, lo trovi pienamente rispondente alle sue esigenze, a meno di acquistare ricevitori di alto prezzo le cui prestazioni, dovendo appunto soddisfare il maggior numero possibile di utenti, saranno sotto molti aspetti superflue per il radioamatore o per il radiodilettante.

Un'ultima considerazione bisogna tener presente: molti radioamatori o radiodilettanti ricavano una grande soddisfazione dalla costruzione e dall'uso dei loro apparati radio e ciò spiega come tali radiodilettanti siano orgogliosi dei risultati da essi raggiunti e frequentemente confrontano le prestazioni degli apparati da essi costruiti con quelle di analoghi apparati esistenti in commercio e in molti casi tale confronto è favorevole agli apparati autocostruiti.

Si riscontra quasi sempre che il radiodilettante o il radioamatore, appena ha eseguito i collegamenti del suo apparato, lo mette in funzione senza avere eseguito un controllo accurato dei collegamenti, avente lo scopo di accertarsi di non aver commesso errori. Tale ansia è spesso causa di costosi danni e di notevoli perdite di tempo ed è sempre consigliabile procedere con cautela, magari facendo controllare ad un'altra persona i collegamenti, così da essere più sicuri. Si tenga infatti presente che nei radiorecettori per dilettanti e per radioamatori vengono frequentemente

usati tubi elettronici delicati e costosi, che si danneggerebbero irrimediabilmente in caso di errata tensione applicata ai loro elettrodi.

Anche altri componenti, quali i transistori, i diodi, i condensatori elettrolitici, vanno inseriti con la giusta tensione alla corretta polarità: un errore porta inevitabilmente ad un danno irrimediabile, che può anche provocare il danneggiamento dei trasformatori di alimentazione, delle impedenze filtro e di altri componenti più o meno costosi e delicati. Nelle descrizioni degli apparati che illustriamo nel presente libro sono anche esposti i suggerimenti che bisogna seguire allo scopo di scongiurare i pericoli di costosi danni.

Mentre gli amatori di radiodiffusioni circolari traggono soddisfazione dall'uso delle apparecchiature riceventi, i veri radiodilettanti, per essere tali, debbono possedere una completa conoscenza della tecnica delle radiocomunicazioni. Essi pertanto avranno interesse a conoscere profondamente le apparecchiature impiegate nella loro stazione ed è anche questo uno dei motivi per cui i radiodilettanti, se ne hanno la possibilità, preferiscono costruire almeno parzialmente le apparecchiature della loro stazione, piuttosto che acquistarle già costruite. Per questi radiodilettanti la soddisfazione che trarranno dalla costruzione è almeno uguale a quella che poi essi avranno dall'uso delle apparecchiature stesse.

Ciò vale sia per i trasmettitori che per i ricevitori ed è questa la ragione per la quale nel seguito del

presente libro forniremo ampi particolari costruttivi sulle varie apparecchiature.

I ricetrasmettitori Nel presente capitolo descriveremo alcuni tipi di ricetrasmettitori impieganti circuiti e tubi moderni. In breve, il ricetrasmettitore, è una completa stazione radio in unica custodia che combina in una sola unità

gli elementi del ricevitore e del trasmettitore aventi alimentatori e sistema audio in comune. La presente tendenza verso apparecchiature compatte e il continuo progresso della tecnica a banda laterale unica si combina naturalmente con le economie di spazio del ricetrasmettitore. In questo capitolo sono riportati vari circuiti di ricetrasmettitori per le più alte bande dilettantistiche. Lo sperimentatore può partire da que-

Figura 1 a
NOMENCLATURA DEI COMPONENTI

CONDENSATORI	RESISTORI
<p>1) Le capacità inferiori a 999 $\mu\mu\text{F}$ vengono indicate in unità. Esempio: 150 $\mu\mu\text{F}$ viene indicato con 150.</p> <p>2) Le capacità superiori a 999 $\mu\mu\text{F}$ vengono indicate con decimali. Esempio: 0,005 $\mu\mu\text{F}$ viene indicato con 0,005 oppure .005.</p> <p>3) I valori più alti di capacità vengono indicati con il loro stesso valore. Esempio: 10 μF, 0,5 μF etc.</p> <p>4) Il tipo di condensatore viene indicato sotto il numero che ne definisce il valore. Il significato delle lettere è il seguente: SM = Mica argentata C = Ceramico M = Mica P = Carta</p> <p>Esempio: $\frac{C}{250}, \frac{P}{0,1}, \frac{M}{0,001}$</p>	<p>1) I valori di resistenza vengono dati in ohm, migliaia di ohm (k) e milioni di ohm (M). Esempio:</p> <p>270 ohm = 270 Ω 4.700 ohm = 4,7 kΩ 33.000 ohm = 33 kΩ 100.000 ohm = 100 kΩ oppure 0,1 MΩ 33.000.000 ohm = 33 MΩ</p> <p>2) Se non altrimenti specificato, tutti i resistori sono da 1 W di dissipazione e del tipo ad impasto. Eventuali dissipazioni differenti vengono riportate sotto il valore di resistenza.</p> <p>Esempio: $\frac{47/k\Omega}{0,5}$</p>
	<p>INDUTTANZE</p> <p>Microhenry = μH Millihenry = mH Henry = H</p>
	<p>SIMBOLI DEGLI SCHEMI</p> <p> oppure</p> <p>Conduttori in collegamento elettrico</p> <p>Conduttori che si incrociano non collegati </p> <p>Massa del telaio </p>
<p>5) La tensione di lavoro cui debbono poter sottostare i condensatori elettrolitici e i condensatori filtro è indicata sotto il numero che definisce la capacità del condensatore stesso.</p> <p>Esempio: $\frac{10}{450}, \frac{20}{600}, \frac{25}{10}$</p> <p>6) Un trattino curvo nel simbolo che rappresenta un condensatore indica l'armatura esterna (di massa) di un condensatore a carta, l'elettrodo negativo di un condensatore elettrolitico, oppure il rotore di un condensatore variabile.</p>	

CODICE NORMALE A COLORI PER RESISTORI E CONDENSATORI																																																	
<p>RESISTORI CON REOFORI ASSIALI</p> <p>Marrone - isolato Nero - non isolato</p> <p>La larghezza del primo anello colorato dei resistori a filo è doppia rispetto agli altri anelli</p>	<p>Isolato Non isolato</p> <p>1ª anello colore corpo 2ª anello colore term. col. del punto</p> <p>3ª anello col. del punto</p> <p>CODICE A COLORI RMA per condensatori ceramici a disco 5 punti 3 punti</p>	<table border="1"> <tr> <th>colore</th> <th>1ª cifra</th> <th>2ª cifra</th> <th>multipl.</th> </tr> <tr><td>Nero</td><td>0</td><td>0</td><td>—</td></tr> <tr><td>Marrone</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>Rosso</td><td>2</td><td>2</td><td>0,00</td></tr> <tr><td>Arancio</td><td>3</td><td>3</td><td>0,000</td></tr> <tr><td>Giallo</td><td>4</td><td>4</td><td>0,0000</td></tr> <tr><td>Verde</td><td>5</td><td>5</td><td>00,0000</td></tr> <tr><td>Blu</td><td>6</td><td>6</td><td>000,0000</td></tr> <tr><td>Violetto</td><td>7</td><td>7</td><td>0000,0000</td></tr> <tr><td>Grigio</td><td>8</td><td>8</td><td>00,000,000</td></tr> <tr><td>Bianco</td><td>9</td><td>9</td><td>000,000,000</td></tr> </table>	colore	1ª cifra	2ª cifra	multipl.	Nero	0	0	—	Marrone	1	1	0	Rosso	2	2	0,00	Arancio	3	3	0,000	Giallo	4	4	0,0000	Verde	5	5	00,0000	Blu	6	6	000,0000	Violetto	7	7	0000,0000	Grigio	8	8	00,000,000	Bianco	9	9	000,000,000			
colore	1ª cifra	2ª cifra	multipl.																																														
Nero	0	0	—																																														
Marrone	1	1	0																																														
Rosso	2	2	0,00																																														
Arancio	3	3	0,000																																														
Giallo	4	4	0,0000																																														
Verde	5	5	00,0000																																														
Blu	6	6	000,0000																																														
Violetto	7	7	0000,0000																																														
Grigio	8	8	00,000,000																																														
Bianco	9	9	000,000,000																																														
<p>RESISTORI A REOFORI RADIALI A 1 PUNTO COLORATO</p>	<p>CONDENSATORI CERAMICI CON REOFORI RADIALI A 5 PUNTI COLORATI</p>	<p>CONDENSATORI CERAMICI AD ALTA COSTANTE DI TEMPERATURA</p>																																															
<p>RESISTORI A REOFORI RADIALI A 1 ANELLO COLORATO</p>	<p>CONDENSATORI CERAMICI DI ACCOPPIAMENTO O DI FUGA</p>	<p>CONDENSATORI CERAMICI A REOFORI ASSIALI</p>																																															
CONDENSATORI A MICA STAMPATA																																																	
<p>CODICE NORMALE</p> <p>Codice JAN e RMA 1948</p>	<p>RMA A 3 PUNTI (in disuso)</p> <p>Tensione di lavoro 500 V c.c. ± 20 % Toll.</p>	<p>CONDENSATORI A MICA ARGENTATA A BOTTONE</p>																																															
<p>CODICE RMA A 5 PUNTI (in disuso)</p>	<p>CODICE RMA A 6 PUNTI (in disuso)</p>	<p>CODICE RMA A 4 PUNTI (in disuso)</p>																																															
CONDENSATORI A CARTA TIPO STAMPATO																																																	
<p>CONDENSATORI TUBULARI</p> <p>Normalmente il valore è stampato sulla custodia</p> <p>Una indicazione di tensione di 2 cifre denota una tensione di lavoro superiore a 900 V. Aggiungere 2 zeri alle indicazioni fornite dalle cifre signif.</p>	<p>CONDENSATORI STAMPATI PIATTI</p> <p>Codice commerciale</p>	<p>CODICE JAN PER CONDENSATORI</p>																																															

Figura 1 b

NORMALI CODICI A COLORI PER RESISTORI E CONDENSATORI

I normali codici a colori forniscono le necessarie informazioni atte ad identificare correttamente valori e prestazioni di resistori e condensatori marcati con colori. Riferirsi al codice a colori per i valori numerici, e per il numero di zeri (moltiplicatore) da far seguire al valore dato dalle cifre significative. Un quarto anello colorato sul corpo dei resistori definisce la tolleranza sul valore ohmico, come segue: oro = ± 5 %, argento = ± 10 %. L'assenza di un quarto anello colorato sta ad indicare che il resistore è al ± 20 % di tolleranza. La tolleranza sul valore dei condensatori è indicata dal codice a colori. Per esempio: rosso = ± 2 %, verde = ± 5 %. La tensione di lavoro dei condensatori viene ottenuta moltiplicando il valore indicato col codice, per 100. Per esempio: arancio = 3 x 100 = 300 V.

sti semplici circuiti e, impiegando moderni tubi e componenti del tipo miniatura, può progettare e costruire la sua stazione completa con una custodia non più grande di quella di un ricevitore anteguerra.

Circuiti e componenti Per rendere più agevole la lettura degli schemi elettrici riportati nei vari capitoli e che si riferiscono alle realizzazioni costruttive trattate, è opportuno tener presente la tabella di Fig. 1 a nella quale

Figura 1 c

CODICE A COLORE DEI COMPONENTI

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE

- Terminali del primario: Nero
 Se con prese intermedie:
 Comune: Nero
 Presa intermedia: Nero/giallo
 Fine: Nero/rosso
- Avvolgimento alta tensione: Rosso
 Presa centrale: Rosso/giallo
- Avvolgimento filamenti rettificatore: Giallo
 Presa centrale: Giallo/bleu
- Avvolgimento filamenti N.° 1: Verde
 Presa centrale: Verde/giallo
- Avvolgimento filamenti N.° 2: Marrone
 Presa centrale: Marrone/giallo
- Avvolgimento filamenti N.° 3: Grigio piombo
 Presa centrale: Grigio piombo/giallo

TRASFORMATORI F.I.

- Terminale anodo: Blu
 Terminale B+ : Rosso
 Terminale griglia (o diodo): Verde
 Terminale CAV (o massa): Nero

TRASFORMATORI AUDIO

- Terminale anodo (primario): Blu o marrone
 Terminale B+ (primario): Rosso
 Terminale griglia (secondario): Verde o giallo
 Ritorno di griglia (secondario): Nero.

è illustrato il modo con cui sono rappresentati i vari componenti e il loro valore. Poichè per molti componenti circuitali d'ingombro ridotto è ormai diffuso l'impiego del codice a colori, viene riportato nella Fig. 1 b il codice a colori per i resistori e i condensatori.

In Italia non è ancora normalizzato alcun codice a colori per i terminali dei trasformatori di alimentazione, dei trasformatori a frequenza intermedia e dei trasformatori ad audiofrequenza. Nelle apparecchiature di costruzione nordamericana è invece seguito un codice per tali terminali, che riportiamo nella Fig. 1 c e che consente la facile identificazione del terminale stesso.

La Fig. 1 c ha appunto lo scopo di facilitare, oltre alla normale manutenzione e riparazione di queste apparecchiature di uso piuttosto frequente fra i radiodilettanti, anche la eventuale riutilizzazione dei componenti stessi nella costruzione di nuove apparecchiature.

1-1 Convertitore per 6 m con nuvistor.

La serie nuvistor di tubi in miniatura consente una ricezione VHF con basso livello di rumore ed è accessibile alle possibilità economiche dei normali radiodilettanti. In questo paragrafo viene descritto un semplice e sicuro convertitore per 50 MHz (Fig. 2) che impiega il triodo nuvistor per VHF tipo 6CW4. La cifra intrinseca di rumore di questo convertitore è di circa 3 dB, parago-

nabile favorevolmente con quella degli apparati impieganti speciali e costosi tubi a basso rumore. Il convertitore è costruito su un piccolo pezzo di circuito stampato, rivestito di rame, con base in carta bachelizzata, invece di impiegare un normale chassis di alluminio o di ferro trattato galvanicamente.

Descrizione del circuito Nella Fig. 3 è rappresentato lo schema elettrico del convertitore su 50 MHz. In esso viene usato un tubo 6CW4 come amplificatore a RF con griglia a massa. Il circuito di entrata a radiofrequenza (L_1) è costituito da un tratto unico di bobina *miniductor* con presa intermedia. Questo circuito viene fatto risuonare lascamente con la capacità di entrata del tubo 6CW4. Il circuito anodico del nuvistor è lascamente accoppiato ad un mescolatore (sezione pentodo) del tubo 6U8A, mediante un piccolo condensatore costituito da due tratti di fili paralleli aventi una capacità di circa 0,5 pF.

La sezione triodo del tubo 6U8A è l'oscillatore di mescolazione che impiega un quarzo a 36 MHz in terza overtone. Questa scelta di frequenza di mescolazione produce una frequenza intermedia che è compresa fra 14 e 18 MHz, per i segnali compresi nella banda fra 50 e 54 MHz. L'accoppiamento tra l'oscillatore, lo stadio mescolatore è contemporaneamente capacitivo ed induttivo, in virtù della distanza fra le bobine L_3 e L_6 . Le bobine anodiche del pentodo mescolatore (L_4 e L_5) sono ad accor-

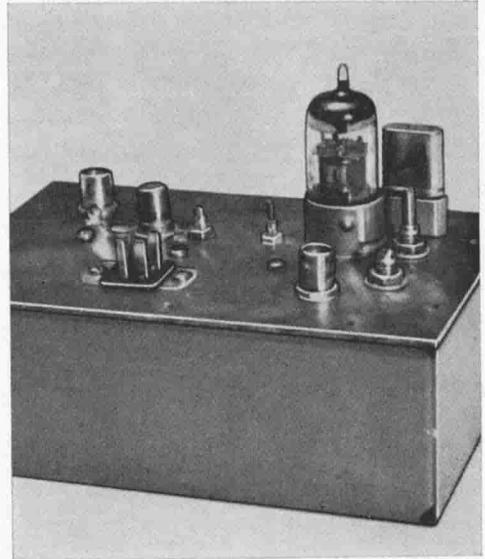


Figura 2

**CONVERTITORE CON NUVISTOR
PER 6 m**

Il convertitore è costruito su un pannello per circuito stampato di rame su materiale fenolico, montato su una scatola-chassis di alluminio. La presa di entrata BNC e l'amplificatore a RF 6CW4 sono a sinistra, dietro la presa di alimentazione. Le bobine L_4 e L_5 sono a destra del tubo mescolatore-oscillatore 6U8A, con le bobine L_2 e L_3 poste fra i tubi 6CW4 e 6U8A. La presa di uscita J_2 è direttamente davanti al tubo 6U8A.

do sfalsato sul campo a frequenza intermedia da 14 a 18 MHz, per ottenere un guadagno relativamente uniforme del convertitore.

Costruzione del convertitore Il convertitore per 50 MHz è costruito su una lastra di 10×15 cm di supporto fenolico coperto da laminato di rame (sulle due

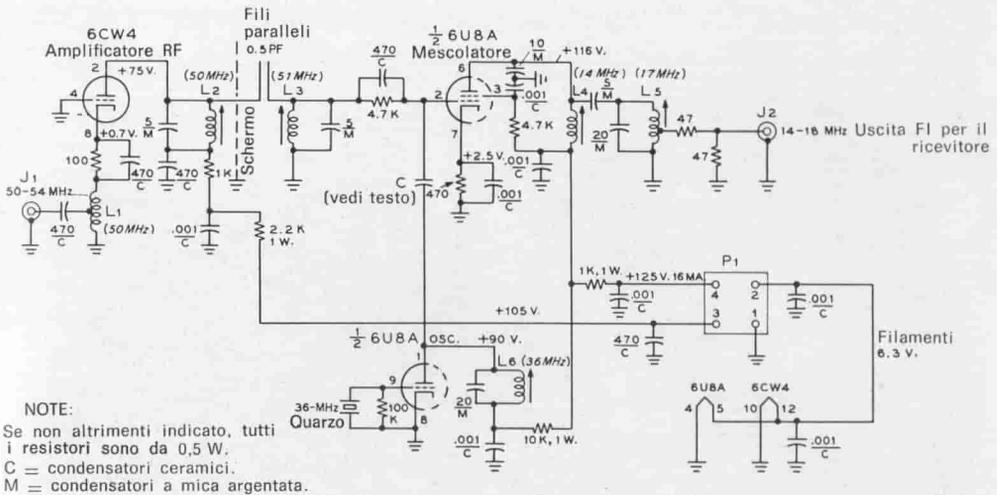


Figura 3

SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE SU 6 m

J_1, J_2 - Connettore BNC tipo UG-625/U.

L_1 - 10 spire filo 1 mm, avvolte sul supporto da 12 mm, distanziate di 1 mm fra loro. Presa a 2,5 spire dalla estremità di massa (B e W Miniductor n. 3003).

L_2, L_3 - 12 spire filo da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto da 5,6 mm con nucleo di accordo (J. W. Miller n. 40A-827 CBI oppure equivalente).

L_4 - 26 spire filo 0,65 mm avvolte strettamente su supporto con nucleo regolabile da 9,5 mm (J.W. Miller n. 42 A-000CBI o equivalente).

L_5 - come L_4 . Presa a 8 spire dall'estremità di massa.

L_6 - 12 spire strettamente avvolte su supporto da 5,6 mm di diametro con nucleo di regolazione (J. W. Miller n. 40A-106CBI e equivalente).

P_1 - presa a 4 piedini per montaggio su telaio (Cinch-Jones P-304AB o equivalente).

facce) (Fig. 4). Uno chassis invertito di alluminio da $10 \times 15 \times 5$ cm serve come scatola di schermo. L'uso di un economico pannello per circuiti stampati con conduttore di rame semplifica lo scopo di ottenere una buona massa a radiofrequenza, alla quale possono essere saldati direttamente i componenti. L'uso di questo materiale riduce inoltre il tempo di costruzione, dato che non debbono essere montate le linguette di saldatura per le varie connessioni di massa. La saldatura viene effettuata facilmente con un saldatore a penna

da 25 W. L'aumentata stabilità elettrica è conseguenza di questa tecnica costruttiva, che compensa ampiamente la lieve maggiore cura necessaria nel taglio e nella foratura del pannello, per evitare che venga danneggiato il sottile strato di rame fissato ad esso.

Per ridurre i pericoli di ossidazione (impronte digitali ecc.) il pannello per circuito stampato può essere pulito con un liquido antiossidante per rame, dopo che tutti i fori siano stati effettuati. Successivamente esso verrà maneggiato tenendolo

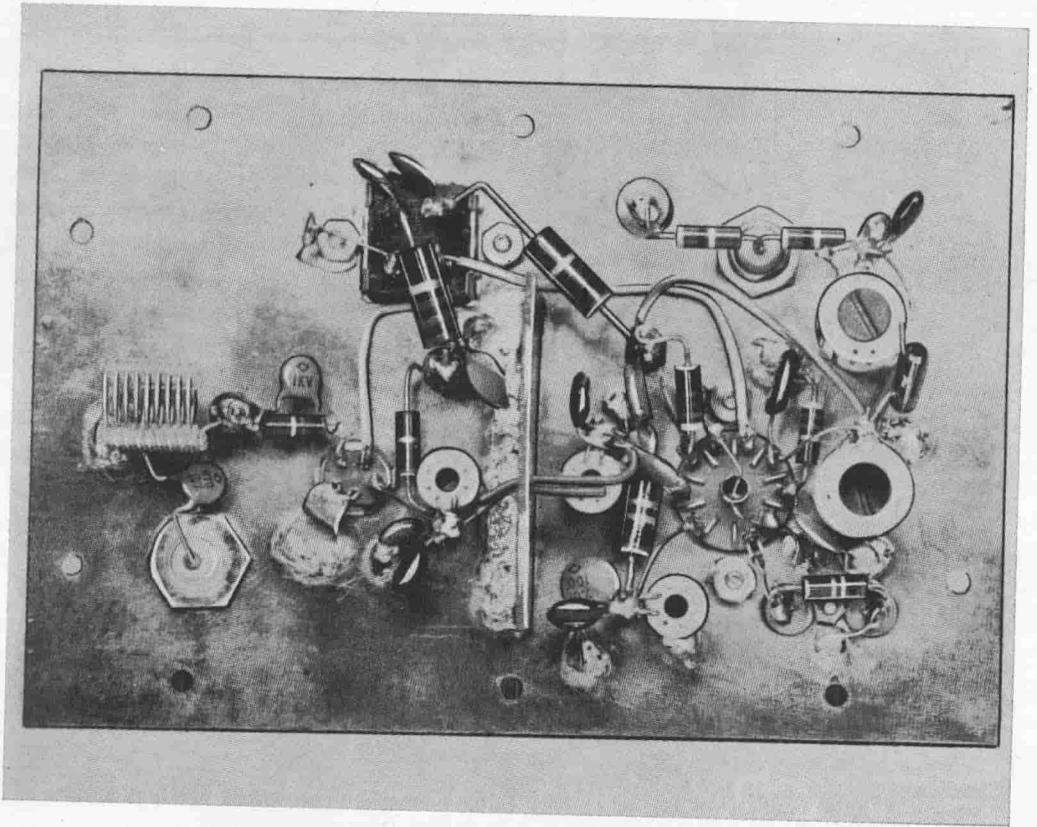


Figura 4

IL TELAIO DEL CONVERTITORE VISTO DAL BASSO

In questa foto è visibile la disposizione dei principali componenti. Lo schermo di materiale fenolico ricoperto di rame è posto verticalmente fra le bobine L_2 e L_3 . Lo schermo è saldato al pannello dello chassis. I due fili paralleli isolati che sporgono attraverso un foro del pannello costituiscono il condensatore di accoppiamento fra gli stadi. La presa di entrata di antenna (J_1) e la bobina a RF sono a sinistra, mentre la bobina anodica dell'oscillatore a quarzo L_6 è quasi in basso nella fotografia, immediatamente a destra del centro. Le bobine a FI sono all'estremità destra, con la presa di uscita (J_2) immediatamente sopra la bobina L_5 .

per i bordi. L'ossidazione del rame influisce solo sull'aspetto estetico dell'apparato e non sulle sue prestazioni.

Dopo aver completata la costruzione e la regolazione, i vari componenti possono essere protetti con nastro adesivo e il pannello può esse-

re spruzzato con una vernice trasparente di plastica per mantenere inalterato nel tempo il colore del rame.

Il piano di foratura (Fig. 5) mostra la posizione dei principali componenti. Si noti che attorno al lato esterno della piastra per circuito stampato viene lasciato un bordo da

12 mm per fornire il posto per il fissaggio allo scatola chassis. Tutte le parti e le saldature debbono essere poste entro questo limite, sicchè l'area utilizzabile della piastra si riduce a $7,5 \times 12,5$ cm. Un piccolo schermo ottenuto strappando il rame da un pannello per circuito stampato viene saldato sulla piastra a metà fra le bobine L_2 e L_3 . Il condensatore di accoppiamento fra le bobine viene centrato in un foro da 7,9 millimetri effettuato nello schermo. Il condensatore consiste di 2 tratti paralleli di filo da collegamenti ricoperto in plastica, uno collegato a L_2 e l'altro collegato a L_3 . I fili sono paralleli per circa 10 mm, per ottenere

una capacità di accoppiamento di circa 0,5 pF.

Una spina a 4 piedini per montaggio su chassis serve per le connessioni all'alimentatore esterno. Le esigenze di alimentazione sono 20 mA a 125 V_{cc} e 6,3 V_{ca} con 0,7 A. Si consiglia l'impiego di un alimentatore stabilizzato. La tensione anodica per il tubo 6CW4 viene applicata al piedino 3 della spina ed è separata dalla tensione per gli altri stadi, sicchè lo stadio a RF può essere disattivato durante la trasmissione, lasciando in funzione l'oscillatore locale e lo stadio mescolatore. Per le terminazioni all'antenna e ai cavi del ricevitore a FI accorda-

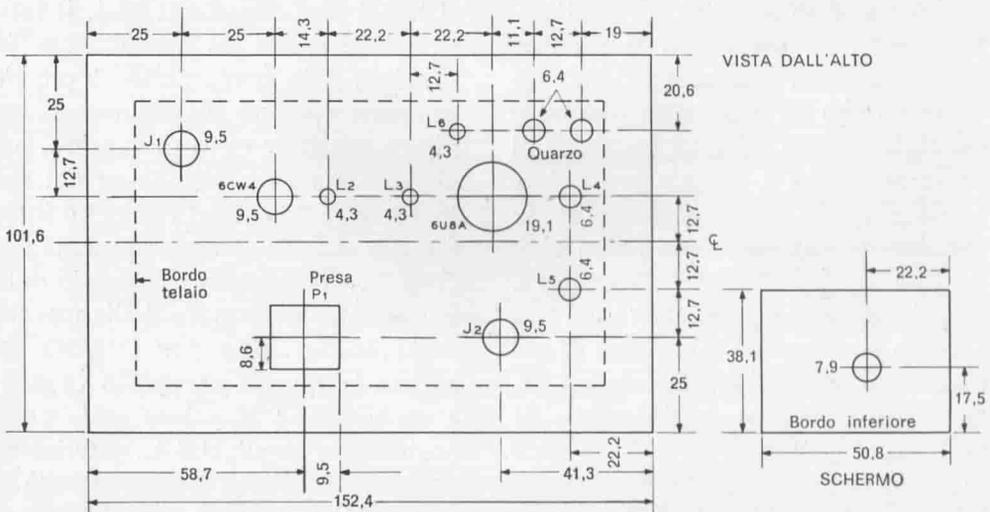


Figura 5

PIANO DI FORATURA PER LA PIASTRA DEL CONVERTITORE
E PER LO SCHERMO FRA GLI STADI
(Le quote sono in millimetri)

bile sono impiegati connettori coassiali BNC.

Regolazione del convertitore Prima di applicare l'alimentazione all'apparato, si debbono controllare tutti i collegamenti e i circuiti accordati debbono essere posti in risonanza sulle frequenze indicate nella Fig. 3. Si dovrà usare per controllare le varie frequenze un ondometro oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter). Lo stadio oscillatore a quarzo dovrà essere attivato prima di inserire il tubo 6CW4 nel suo zoccolo. Il funzionamento dell'oscillatore può essere controllato captando il segnale da esso sviluppato mediante un radiorecettore posto nelle vicinanze, oppure osservando la variazione della corrente anodica della sezione triodo del tubo 6U8A. Per effettuare questa osservazione si può inserire un milliamperometro in serie con il piedino n. 4 della presa di alimentazione.

Dopo che gli stadi mescolatore e oscillatore sono posti in funzione, si potrà ascoltare il segnale proveniente da un oscillatore esterno, se la sorgente di segnale viene posta vicino alla bobina L_3 del convertitore. Ora si inserisce il tubo 6CW4 nel suo zoccolo e si applica alla presa di entrata J_1 il segnale fornito da un generatore esterno o dall'antenna. Si accordano le bobine L_2 e L_3 su 50 e 51 MHz, rispettivamente. Si accorda la bobina L_4 su 14 MHz e si accorda la bobina L_5 su circa 17 MHz. Se il convertitore deve essere usato principalmente verso l'estremità a frequenza bassa della banda di 6 m, le

bobine L_3 ed L_5 possono essere fatte risuonare su frequenze considerevolmente più vicine a quelle delle bobine L_2 e L_4 .

La regolazione finale dei circuiti accordati, che non è affatto critica, dovrà essere effettuata con l'antenna collegata e mentre viene ricevuto un segnale debole. In alternativa, si può usare per ottenere un'ottima regolazione un generatore di rumore.

1-2 Convertitore « Antioverload » per 50 MHz.

Nelle aree metropolitane aventi un'alta concentrazione di segnali su 50 MHz può essere prudente sacrificare leggermente la cifra di rumore, per ottenere il vantaggio di una buona capacità di sovraccarico ai segnali locali forti. In molti casi, il fatto di essere esenti da modulazione incrociata e da sovraccarico è più importante rispetto all'ottenere la migliore possibile cifra di rumore, poiché i rumori di accensione dei motori a scoppio o altri rumori o interferenze di fondo frequentemente non consentono di trarre vantaggio dalla buona cifra di rumore dell'apparato.

Il convertitore per 50 MHz descritto in questo paragrafo (Fig. 6) è un progetto popolare sulla costa occidentale degli U.S.A., particolarmente nelle aree di grande attività su 6 m e nelle aree prossime ai trasmettitori televisivi di forte potenza che trasmettono sul canale 2 (54 ÷ 60 MHz). Il convertitore ha buona sensibilità, un'accettabile cifra di ru-

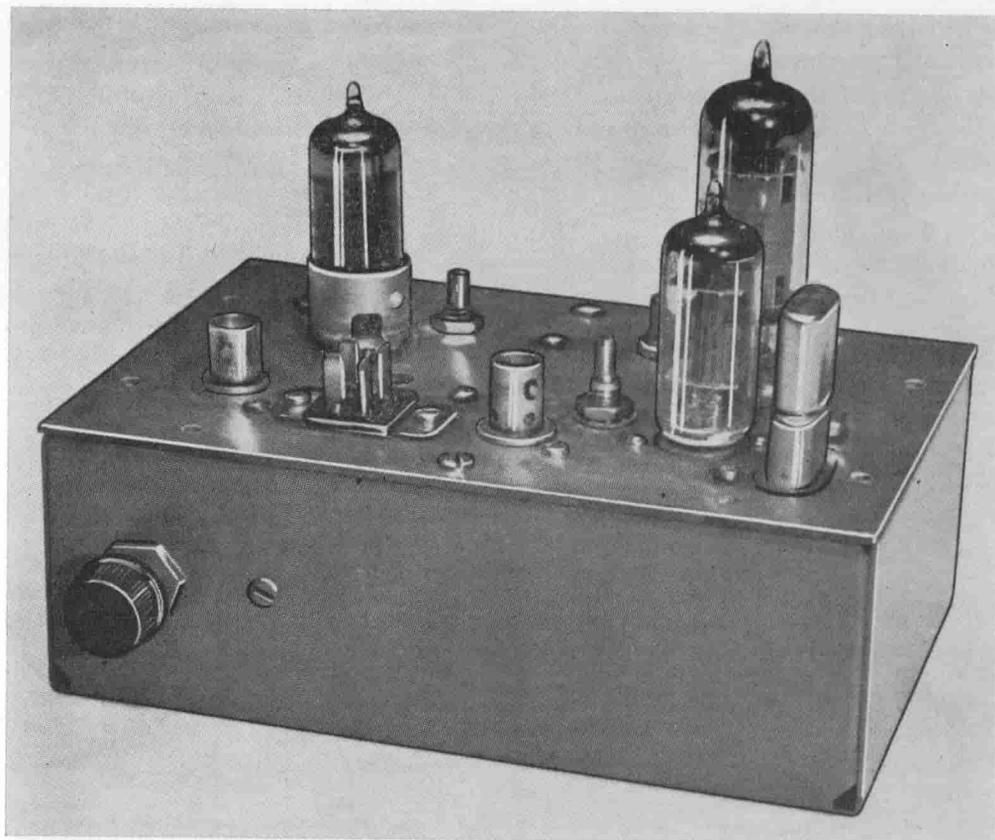


Figura 6

IL CONVERTITORE ANTIOVERLOAD

Caratteristiche di questo semplice convertitore sono le eccellenti prestazioni al sovraccarico causato da segnali forti. La presa di antenna e il tubo amplificatore a RF 6BZ6 sono all'estremità sinistra dell'apparato. Uno schermo dovrà essere posto sopra il tubo 6BZ6. Il controllo di guadagno a RF è frontalmente sulla scatola-chassis. Il quarzo di conversione a 43 MHz e l'oscillatore 6C4 sono a destra, mentre il mescolatore 6BA7 è dietro. Il convertitore è costruito su un pannello per circuito stampato, di materiale fenolico ricoperto di rame laminato.

more di circa 5 dB e un'eccellente caratteristica di sovraccarico per i segnali forti. Esso è un eccellente convertitore per 50 MHz adatto ai dilettanti che risiedono nelle città.

Descrizione del circuito Lo schema del convertitore « anti-overload » è illustrato nella Fig. 7. Come amplificatore a RF viene usato un pentodo 6BZ6 a interdizione qua-

si lontana. Il tubo 6BZ6 ha un controllo di guadagno (R_1) sul catodo, per permettere la regolazione del guadagno dello stadio quando si incontrano forti segnali locali. È usato un mescolatore pentagriglia 6BA7, che ha un campo di dinamica per segnali eccezionalmente grande, insieme con il tubo 6C4 oscillatore-mescolatore per la frequenza fondamentale. L'accoppiamento tra la bobina

anodica dell'amplificatore a RF (L_3) e la bobina di griglia del mescolatore 6BA7 (L_6) può essere variato per adeguarsi alla situazione dei segnali forti, regolando le bobine link L_4 e L_5 .

L'oscillatore a quarzo 6C4 è accoppiato capacitivamente al mescolatore 6BA7, e quest'ultimo impiega un quarzo a 43 MHz in terza overtone per produrre la frequenza intermedia da 7 a 11 MHz per i segnali

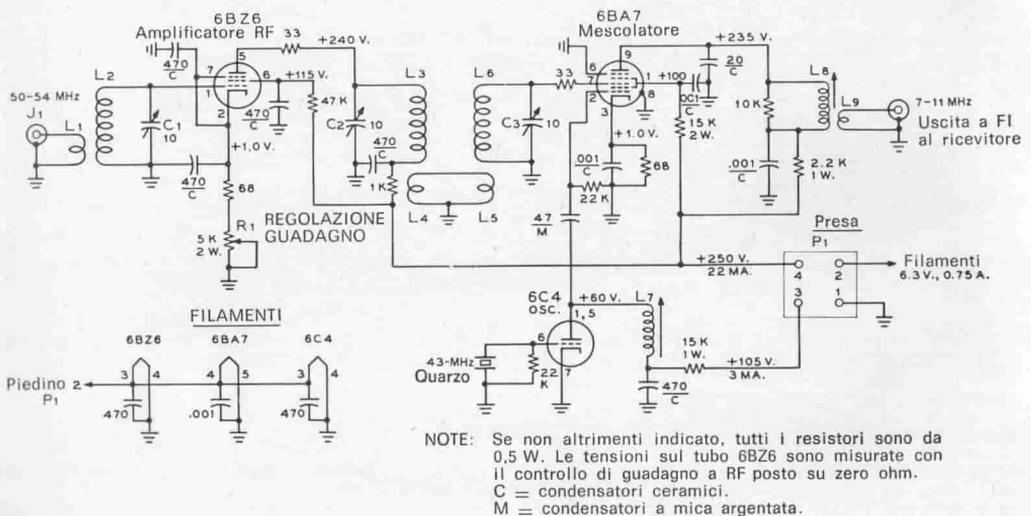


Figura 7

SCHEMA DEL CONVERTITORE ANTIOVERLOAD A 50 MHz

- C_1, C_2, C_3 - 10 pF miniatura (Johnson, 160-107 o equivalente).
 J_1, J_2 - presa coassiale tipo BNC UG-625/U.
 L_1 - 2 spire di filo isolato, verso l'estremità di massa di L_2 .
 L_2 - 7 spire filo da 1 mm di diametro, avvolte su supporto da 12,5 mm di diametro, distanziate dello spessore del filo (B e W 3003).
 L_3 - 10 spire come L_2 .
 L_4, L_5 - 2 spire di link di filo isolato, internamente a L_3 e L_6 (vedi testo).
 L_6 - 8 spire come L_2 .
 L_7 - 10 spire filo smaltato da 0,3 mm avvolte strettamente su supporto da 12,5 mm di diametro con accordo a permeabilità (J. W. Miller n. 41A-000CBI o equivalente).
 L_8 - 40 spire filo smaltato da 0,3 mm avvolte strettamente su supporto da 9,5 mm di diametro con accordo a permeabilità (J. W. Miller n. 42A-000CBI o equivalente).
 L_9 - 3 spire filo isolato avvolte sull'estremità del B + di L_8 .
 P_1 - presa di alimentazione a 4 piedini per montaggio su chassis (Cinch-Jones P-304AB o equivalente).

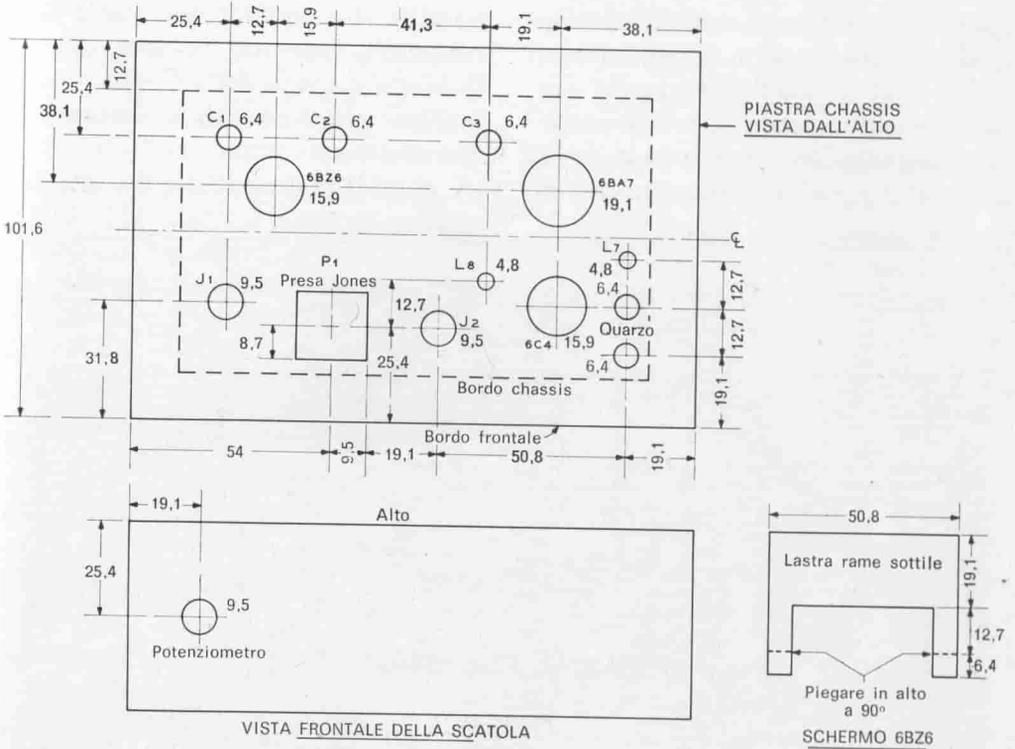


Figura 8

PIANO DI FORATURA PER LA PIASTRA DEL CONVERTITORE,
LO SCHERMO DELLO ZOCCOLO E LA SCATOLA-CHASSIS

(Le quote sono in millimetri)

contenuti nel campo di frequenze da 50 a 54 MHz. La tensione anodica per l'oscillatore 6C4 è prelevata separatamente dal resto del convertitore, sicchè l'oscillatore può essere disattivato durante i periodi di trasmissione.

Costruzione del convertitore

Il convertitore a 50 MHz è costruito su un pannello per circuito stampato su base fenolica, laminato in rame su entrambe

le facce, da 10 × 15 cm. Una scatola di alluminio da 10 × 15 × 5 cm serve come base e come schermo per i collegamenti e i componenti. Tutti i componenti, eccetto il controllo manuale di guadagno (R₁), sono montati sul pannello per circuito stampato. Il controllo di guadagno è montato sulla scatola-chassis, come si vede nella Fig. 8. Un breve tratto di filo flessibile da collegamenti collega il terminale del potenziometro al capofilo per saldatura isolato montato sul pannello per circuito stam-

pato. Il terminale di massa del controllo di guadagno è collegato alla massa del pannello mediante un collegamento separato, sicchè risulta effettuata la connessione elettrica anche se il convertitore vie-

ne fatto funzionare fuori dalla scatola. Ciò permette al pannello-chassis di essere estratto dalla scatola-schermo, per poter provare e allineare il convertitore.

Tutte le parti (eccetto il controllo

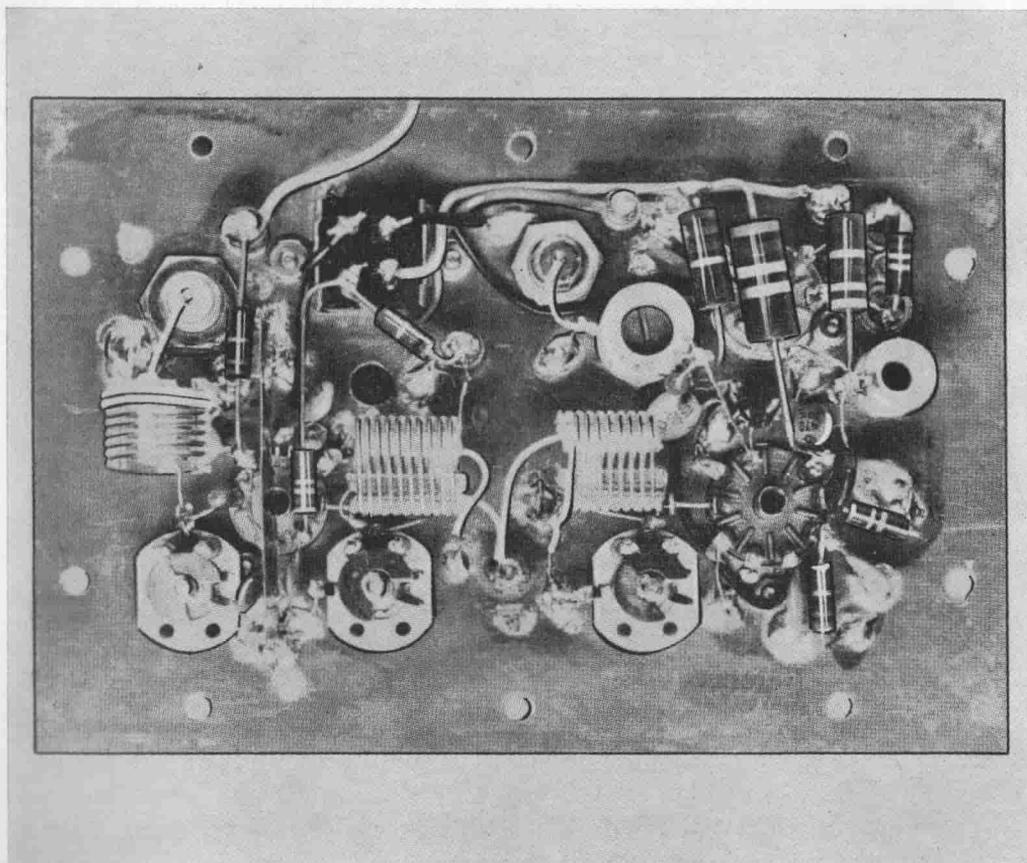


Figura 9

LO CHASSIS DEL CONVERTITORE VISTO DAL BASSO

In questa foto sono visibili i vari componenti. Da sinistra a destra sul bordo inferiore del pannello-chassis vi sono i condensatori di accordo C_1 , C_2 e C_3 . Una lastra di rame sottile attraversa lo zoccolo 6BZ6 a sinistra. I terminali adiacenti delle bobine L_3 e L_6 sono distanti fra loro circa 20 mm, con le estremità fredde che si affacciano reciprocamente (al centro dello chassis). L'accoppiamento fra gli stadi è regolato variando la posizione dei secondari di accoppiamento internamente alle bobine. Un isolatore di materiale fenolico con capofili situato su un lato e fra le due bobine serve per sostenere la connessione isolata da massa del link. Le altre estremità dei link sono collegate a massa al pannello-chassis. Lo zoccolo del tubo mescolatore è a destra dello chassis, con lo zoccolo dell'oscillatore direttamente sopra di esso.

di guadagno) debbono essere situate internamente al bordo. Le viti autofilettanti assicurano il pannello-chassis alla scatola-schermo. La posizione dei principali componenti può essere vista nella fotografia di Fig. 9 mentre nella Fig. 8 è invece riportato il piano di foratura.

Le tre bobine per 50 MHz sono costituite da sezioni di bobina *mini-ductor*. Una lametta da rasoio riscaldata e tenuta con pinze costituisce un buon attrezzo per tagliare i listelli di plastica quando si taglia il pezzo di bobina alla lunghezza giusta. Le bobine sono tenute ferme al loro posto mediante i loro collegamenti.

Un piccolo schermo è montato sullo zoccolo del tubo 6BZ6 per evitare autooscillazione dello stadio a RF. Lo schermo viene ricavato da una sottile lastra di rame e misura 5 cm di lunghezza e 20 mm di altezza. Esso è saldato al pannello-chassis su entrambi i lati dello zoccolo e al morsetto centrale dello zoccolo.

Lo schermo deve essere fissato prima di effettuare i collegamenti.

Molti piccoli componenti sono sostenuti dai loro stessi collegamenti, fra i piedini degli zoccoli o fra questi e una piastrina con terminali in materiale fenolico, posta nelle vicinanze. Tutti i collegamenti saranno corti e diritti. Il piano di foratura mostra la posizione dei principali componenti. Se si impiegano componenti diversi da quelli usati originariamente, occorrerà evidentemente modificare il piano di foratura, disegnandolo prima di effettuare le forature. Naturalmente i fori e le distan-

ze saranno modificate opportunamente.

Regolazione del convertitore

È necessaria una tensione di alimentazione stabilizzata di 105 V con 3 mA per l'oscillatore e di 250 V con circa 25 mA per gli stadi a RF e mescolatore. Il tubo 6C4 può essere fatto funzionare alla tensione di 250 volt senza stabilizzazione, se si pone un addizionale resistore di caduta in serie di 50.000 Ω , 2 W, fra i piedini 3 e 4 della presa P_1 . L'alimentazione di filamento per il convertitore è a 6,3 volt, con una corrente di 0,75 ampere.

Tutti i collegamenti dovranno essere controllati prima di applicare l'alimentazione al convertitore.

L'oscillatore 6C4 verrà controllato nella maniera descritta nel precedente paragrafo di questo capitolo. Con i tubi 6BA7 e 6BZ6 inseriti nei propri zoccoli, il convertitore viene collegato ad un ricevitore accordato su 7 MHz e si applica alla presa di antenna J_1 del convertitore un segnale a 50 MHz di basso livello. Si regolano i vari condensatori di accordo per il massimo segnale.

La regolazione finale delle bobine di accoppiamento L_4 ed L_5 dovrà essere effettuata dopo che l'utente abbia acquisito esperienza del convertitore in presenza di segnali locali forti. Con tutti i circuiti accordati per il massimo segnale, le bobine con accoppiamento a link verranno regolate per il minimo segnale che consenta una buona ricezione anche in presenza di forti segnali vicini. Un

accoppiamento troppo stretto limiterà l'abilità del convertitore a sopportare segnali locali forti ed un accoppiamento troppo lasco darà luogo ad una eccessiva perdita di guadagno. La regolazione delle bobine di link insieme con un'accorta regolazione del controllo di guadagno fornirà la massima sensibilità utile e una eccellente capacità di sovraccarico.

Per ottenere la risposta più piatta su tutta la banda di 50 MHz, i condensatori C_1 , C_2 , C_3 dovranno essere accordati con accordo sfalsato. Il condensatore C_2 è quello ad accordo più acuto dei tre circuiti e deve essere accordato al centro della banda di frequenze da coprire.

La bobina L_8 dovrà essere regolata per fornire il massimo guadagno al centro della gamma. Dapprincipio, il condensatore C_1 dovrà essere regolato per la massima ricezione su 50 MHz, il condensatore C_2 su 51 MHz e il condensatore C_3 su 52 MHz. Se il convertitore deve essere usato solo nel megahertz più basso della banda, tutti i circuiti potranno essere accordati su 50,5 MHz. Le regolazioni della bobina di link L_1 e del condensatore di accordo di entrata C_1 si ripercuotono sulla cifra di rumore del convertitore. Queste regolazioni possono essere effettuate su un segnale debole e con l'aiuto di uno strumento misuratore di rumore.

1-3 Convertitore con tubi nuvistor per 2 metri.

L'ampia applicazione dei tubi nuvistor come amplificatori a RF per

la ricezione a VHF dimostra la loro superiorità sui triodi convenzionali per la ricezione dei segnali deboli. Inoltre, quando viene usato uno stadio mescolatore, con tetrodo nuvistor, la prestazione dell'amplificatore a RF 6CW4 a basso rumore è considerevolmente migliore.

In questo paragrafo descriveremo un convertitore per 144 MHz, con tre tubi nuvistor, che presenta una cifra di rumore vicina a 3 dB (Fig. 10). Il circuito può essere mo-

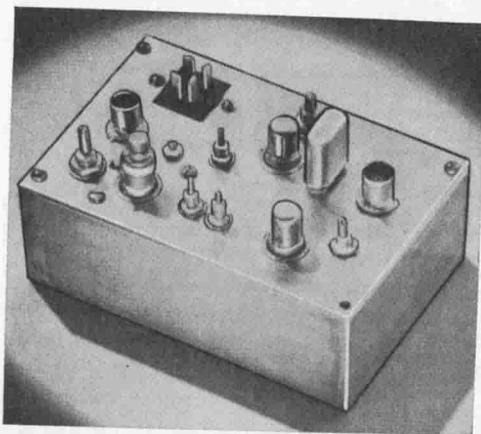


Figura 10

VISTA OBLIQUA DEL CONVERTITORE SU 2 m CON TUBI NUVISTOR

Questo convertitore che impiega unicamente tubi nuvistor fornisce superiori prestazioni sulla banda dei 2 m. Sul bordo anteriore (da sinistra a destra) sono la bobina di uscita con accordo a permeabilità (L_4), il tubo 7857 nuvistor, le bobine di accoppiamento interstadiale (L_3 e L_2) seguite dal tubo nuvistor di accordo a radiofrequenza C_1 . Lo stadio oscillatore a quarzo 6CW4 è a destra indietro, insieme con la presa coassiale J_1 vicina al quarzo. La presa di alimentazione è nell'angolo posteriore sinistro. Tutto il convertitore è costruito su un pannello per circuito stampato, di materiale fenolico e laminato di rame.

dificato per ottenere caratteristiche anti-overload per la protezione da segnali locali forti, pur conservando la sua eccellente cifra di rumore.

Descrizione del circuito Nella Fig. 11 è riportato lo schema elettrico del convertitore

su 2 metri con tubi nuvisor. Un tubo 6CW4 serve come amplificatore a RF a basso rumore in un circuito neutralizzato pilotato sulla griglia. Lo stadio mescolatore impiega un tetrodo nuvisor 7587 che presenta una bassa induttanza di collegamenti insieme con una transconduttanza estremamente alta e con un ridotto

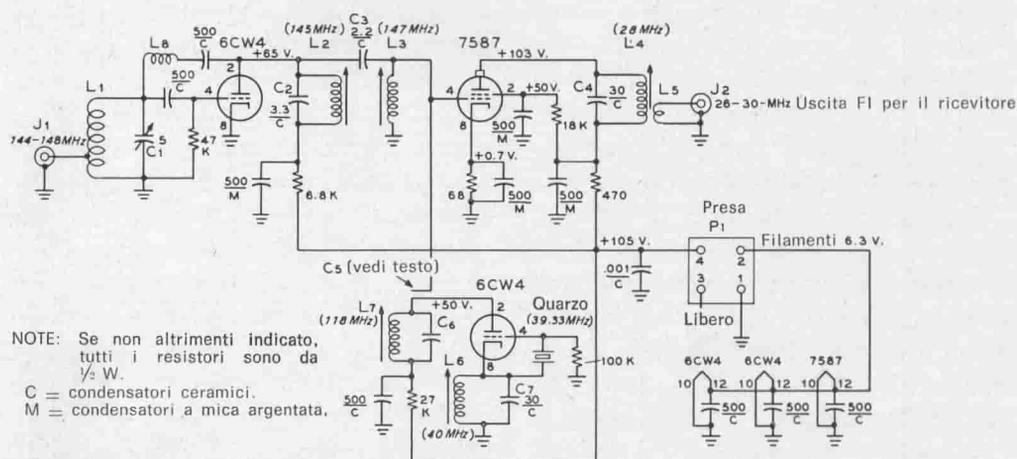


Figura 11

SCHEMA DEL CONVERTITORE SU 2 mm CON TUBI NUVISOR

- C_1 - compensatore tubolare 0,5 ÷ 5 pF (Erie 532A o equivalente).
 - C_1, C_6 - condensatore ceramico tubolare da 3,3 pF (Centralab TCZ-3R3 o equivalente).
 - C_3 - 2,2 pF condensatore ceramico (Centralab TCZ-2R2 o equivalente).
 - C_4, C_7 - condensatore ceramico 30 pF (Centralab DD o equivalente).
 - J_1, J_2 - prese BNC tipo UG-625/U.
 - L_1 - 5 spire filo rigido 1,3 mm, avvolte su diametro 6,4 mm, distanziate di 1,6 mm. Presa a 2 spire in alto. Regolare per la migliore cifra di rumore.
 - L_2, L_3 - 4 spire filo smaltato 0,4 mm avvolte strettamente su supporto di 6,4 mm di diametro con nucleo accordabile a permeabilità (CTC-PLST o equivalente).
 - L_4 - 11 spire filo smaltato 0,4 mm, avvolte strettamente su supporto di 9,5 mm di diametro con nucleo accordabile a permeabilità (CTC-LS3 o equivalente).
 - L_5 - 3 spire filo isolato avvolte strettamente attorno al B+ di L_4 .
 - L_5 - 5 spire filo smaltato 0,4 mm, avvolte strettamente su supporto di 9,5 mm di diametro con accordo a permeabilità (CTC-LS3 o equivalente).
 - L_7 - 7 spire filo smaltato 0,4 mm avvolte strettamente su supporto da 6,4 mm di diametro, accordabile a permeabilità (CTC-PLST o equivalente).
 - L_8 - 25 spire filo smaltato 0,25 mm, avvolte su un resistore da 1 M Ω , $\frac{1}{2}$ W, lungo circa 8 mm. Regolare per la neutralizzazione (vedi testo).
- Nota: Tutti i condensatori ceramici da 500 pF sono del tipo a disco (Centralab DD-501 o equivalenti). Tutti i condensatori a mica argentata da 500 pF sono del tipo argentato a bottone (Erie 370-CB-501K o equivalente).
 Gli zoccoli per nuvisor sono Cinch 133-65-10-0,011 o equivalente.

carico di entrata. È necessario un minimo livello di segnale iniettato dall'oscillatore locale e il tubo ha un alto guadagno di conversione e fornisce una buona tensione di segnale di uscita a FI.

Un secondo tubo 6CW4 funziona come oscillatore di conversione « a

catodo caldo » impiegante un quarzo overtone su 39,33 MHz. La terza armonica della frequenza del quarzo (118 MHz) appare nel circuito anodico dello stadio 6CW4 fornendo un campo di frequenza intermedia da 26 a 30 MHz. Per campi a FI più bassi occorrerà cambiare solamente il

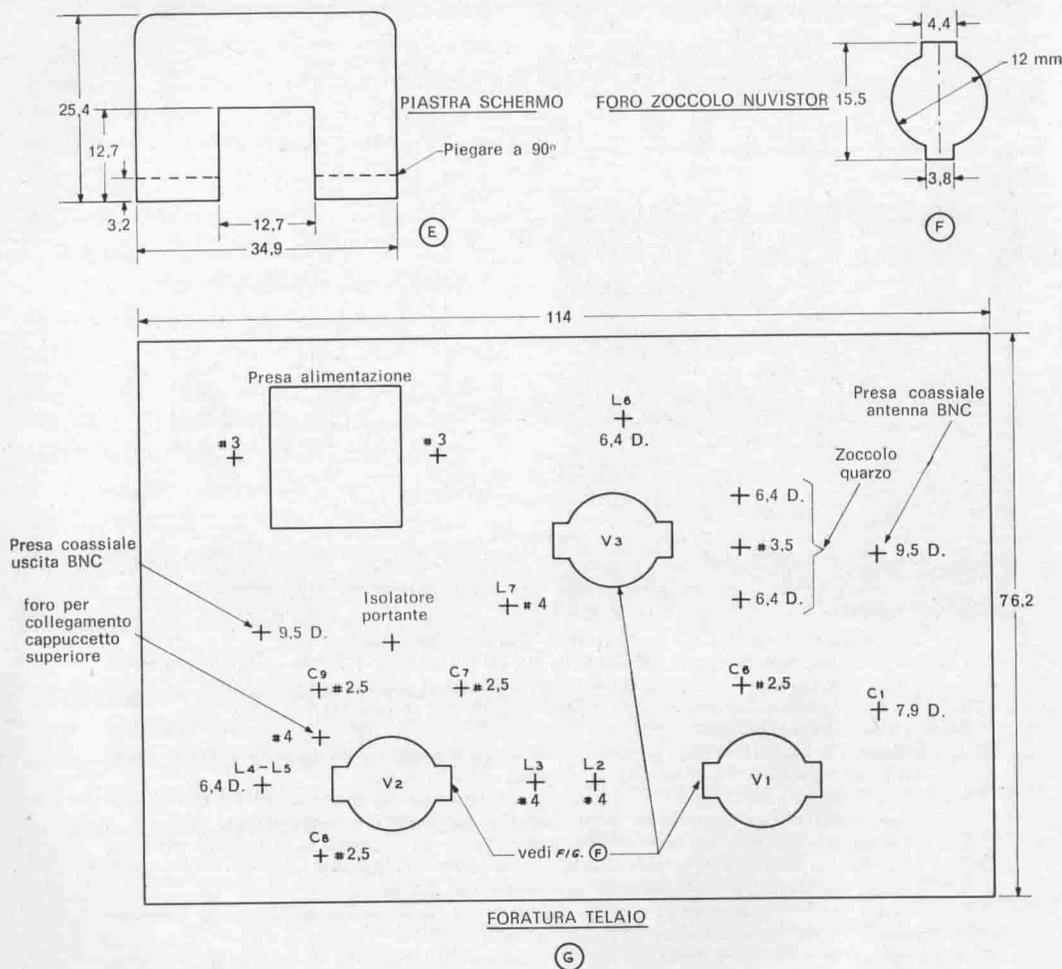


Figura 12

PIANO DI FORATURA PER IL PANNELLO DEL CONVERTITORE (G), PER LO SCHERMO DI BASE (E) E PER IL FORO PER LO ZOCCOLO DEL NUVISTOR (F)

(Le quote sono in millimetri)

quarzo e la bobina di uscita a frequenza intermedia (L_4). Se si desidera un campo a frequenza intermedia da 14 a 18 MHz, occorrerà usare una frequenza del quarzo di conversione di 43,3 MHz.

Il circuito anodico dell'oscillatore verrà allora accordato su 130 MHz, però non è necessaria alcuna variante nel circuito accordato. La bobina di uscita L_4 richiede 22 spire per coprire il campo da 14 a 18 MHz.

L'oscillatore è accoppiato alla griglia dello stadio mescolatore mediante la capacità parassita fra un filo che sporge dal terminale di griglia della bobina del mescolatore L_3 ed una linguetta non utilizzata sul terminale anodico della bobina dell'oscillatore L_7 .

Non è necessario alcun ulteriore accoppiamento.

Costruzione del convertitore

Il convertitore è costruito su un pannello per circuito stampato di laminato di rame su supporto fenolico, con il laminato da ambo le parti, avente le dimensioni di $7,5 \times 11,5$ cm. Come scatola-schermo è usato uno chassis capovolto, di alluminio e di analoghe dimensioni, profondo 38 mm.

La disposizione dei principali componenti, lo schermo dello zoccolo dei nuvistor e i fori di montaggio dei nuvistor sono mostrati nella Fig. 12. A causa delle loro piccole dimensioni, gli zoccoli dei nuvistor sono fissati piuttosto che avvitati al telaio, mediante piegatura di due linguette dello zoccolo.

Dopo che sono stati effettuati i fori sul telaio, si filettano due intaccature per assicurare un definitivo fissaggio di ogni zoccolo al telaio. Per le masse, entrambe le linguette dello zoccolo vengono saldate allo chassis.

Le connessioni di massa di ogni zoccolo nuvistor dovranno essere effettuate alle linguette dello zoccolo, eccetto che per l'amplificatore a RF, che utilizza lo schermo della base, come ritorno comune di massa. Questo schermo è ricavato da un sottile pezzo di rame ed è saldato ai piedini 8 e 10 dello zoccolo ed allo chassis.

Come in tutte le costruzioni per VHF, sono indispensabili buone masse e tutti i collegamenti di ritorno di massa debbono essere corti. La connessione del cappuccetto superiore del tubo 7587 deve essere effettuata con un piccolo pezzo di corda di acciaio armonico (da pianoforte) attorcigliata in modo da fare una spirale.

Tutte le bobine, eccetto la bobina di entrata, sono avvolte su supporti con nucleo regolabile, per fornire una costruzione pulita e per facilità di allineamento. L'accordo a permeabilità elimina la necessità di allargare e regolare le spire delle bobine per ottenere il corretto accordo. La disposizione della Fig. 12 assicura la corretta posizione di montaggio delle bobine e l'eliminazione degli accoppiamenti indesiderati e dei percorsi di reazione.

Si noti che tutti i componenti sono allineati rispetto al bordo dello chassis, sicchè essi non interferiscono con la striscia che dovrà sovrapporsi sulla scatola chassis (Fig. 13).

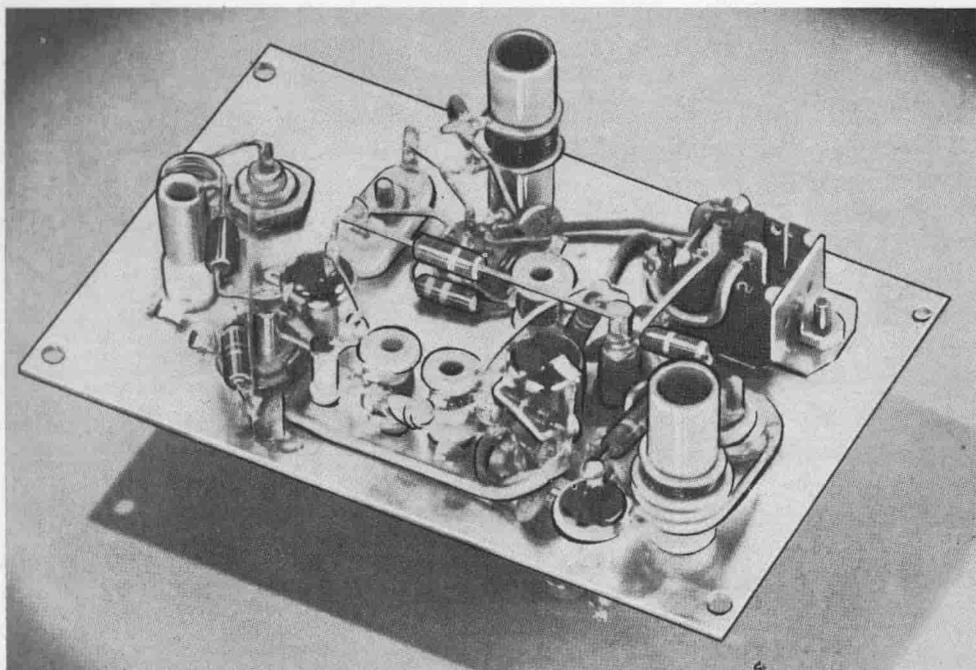


Figura 13

LO CHASSIS DEL CONVERTITORE PER 2 m VISTO DAL BASSO

In questa fotografia è mostrata la disposizione dei principali componenti. Il circuito di entrata a RF e lo zoccolo per l'amplificatore a RF 6CW4 sono a sinistra. Si vede l'estremità dello schermo dello zoccolo. Le bobine di accoppiamento fra gli stadi L_2 e L_3 sono in primo piano, al centro, con la bobina a FI di uscita L_4 a destra. Posteriormente sullo chassis sono i componenti dell'oscillatore 6CW4 e la presa di alimentazione.

Regolazione del convertitore L'allineamento del convertitore su 2 metri con tubi nuvistor è semplice. Un oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) servirà per regolare tutte le bobine sulle corrette frequenze, con i tubi e i quarzi inseriti nei rispettivi zoccoli. Le bobine L_1 , L_2 e L_3 saranno regolate in vicinanza di 146 MHz; la bobina L_4 su 28 MHz; la bobina L_6 su 40 MHz e la bobina L_7 su 118 MHz.

Successivamente si collega l'antenna e il ricevitore al convertitore e si applica l'alimentazione. Le esigenze di alimentazione sono 105 V (stabilizzati) con 25 mA e 6,3 V con 0,4 A. Si confrontino le tensioni misurate con quelle indicate nello schema. Tutte le tensioni sono riferite a massa e possono variare di circa un 10 %. Occorrerà impiegare, per la migliore precisione, uno strumento avente alta resistenza interna.

Se le regolazioni con l'ondametro

oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip-meter) sono effettuate correttamente, si dovranno ricevere i segnali su 2 m quando il ricevitore a FI viene accordato sul campo di frequenze corretto. Se non si sente alcun segnale, si dovrà controllare il funzionamento dell'oscillatore togliendo il quarzo dallo zoccolo. Con il quarzo tolto, dovrà scomparire il rumore di fondo del ricevitore. Una leggera regolazione della bobina di catodo dell'oscillatore L_6 può essere necessaria per fare innescare l'oscillazione. La bobina anodica dell'oscillatore L_7 deve essere accordata per la massima uscita dell'oscillatore.

Si sintonizza un segnale su circa 145 MHz e si regola la bobina anodica L_2 dell'amplificatore a RF per il massimo segnale. Si ripete questa operazione su 147 MHz e si regola la bobina di griglia L_3 del mescolatore. Si capta un segnale vicino a 146 MHz e si regola il circuito di entrata a RF (L_1, C_1) per il massimo segnale.

L'amplificatore a RF deve essere correttamente neutralizzato per avere la migliore cifra di rumore. Si distacca il terminale di filamento sullo zoccolo dello stadio a RF 6CW4 e si regola la bobina di neutralizzazione L_8 aggiungendo dapprima alcune spire e togliendone poi poche alla volta, fino a trovare il punto di minimo passaggio di segnale quando gli altri tubi sono in funzione. Questa regolazione non è critica.

Modifica per lo « antioverload » In alcuni casi e in alcune condizioni, forti segnali locali su 2 m possono causare sovracca-

rico in qualunque convertitore su 2 m progettato per una bassa cifra di rumore e per la ricezione di segnali deboli. La modulazione incrociata può essere ridotta in questo convertitore mediante l'uso di un controllo automatico di guadagno (CAG o CAV) e mediante la sostituzione di un nuvistor 6DS4 ad interdizione quasi lontana al tubo 6CW4 avente interdizione ripida. La tensione di controllo CAG viene prelevata dal radiorecettore usato come canale amplificatore a FI. Siccome la tensione CAG in un tipico radiorecettore professionale si forma solo quando viene ricevuto un segnale ragionevolmente forte, il convertitore rimane alla massima sensibilità nella ricezione di segnali deboli.

La modifica del convertitore è semplice. Si sostituisce il tubo 6DS4 al tubo 6CW4 e vengono aggiunti al circuito, un resistore e due condensatori, come mostrato nella Fig. 14. La tensione di controllo CAG viene ricavata dal ricevitore. L'originario resi-

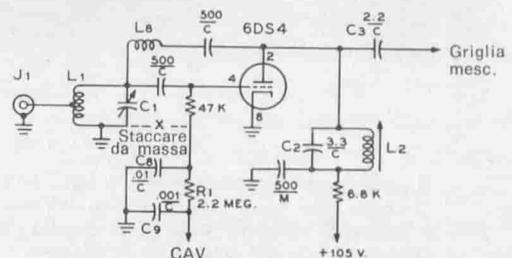


Figura 14

**MODIFICA DELLO STADIO A RF 6DS4
PER IL CONTROLLO AUTOMATICO
DI GUADAGNO**

store di griglia (47 K) verrà distaccato da massa e collegato attraverso il nuovo resistore R_1 al contatto di riserva sulla presa di alimentazione. Vicino a R_1 vengono aggiunti i condensatori C_8 e C_9 .

La sorgente della tensione CAG nel radioricevitore professionale può

essere trovata esaminando lo schema e individuando la posizione della linea CAG fra i collegamenti del ricevitore stesso. La tensione CAG (misurata con un voltmetro elettronico) dovrà variare da 0 V (in assenza di segnale) a circa -10 V con il massimo segnale. Il ricevitore dovrà



Figura 15

VISTA FRONTALE DEL RICETRASMETTITORE

Il pannello del ricetrasmittitore è largo 30,8 cm ed è alto 16,8 cm. I due grandi comandi al centro sono per il circuito volano dell'amplificatore finale e per l'accordo dell'oscillatore a frequenza variabile. Sulla parte sinistra del pannello sono il controllo di bilanciamento del modulatore (in alto) e la regolazione di guadagno a RF, il controllo di volume del ricevitore e il controllo di guadagno del microfono (vicino alla presa del microfono). L'interruttore in basso è l'interruttore principale di alimentazione (S_2) e il commutatore dello strumento è in alto a destra. Sotto il comando di accordo anodico vi sono la regolazione di accordo di griglia e il commutatore di funzione S_3 . Sulla destra del pannello vi sono il controllo di livello della portante (R_2) e il condensatore di carico di antenna (C_2). La custodia è costruita mediante due pezzi di lastra di alluminio forato piegati ad U e fissati insieme ai lati. Il pannello e la custodia sono verniciati con vernice a spruzzo.

avere 0 V sulla linea CAG in assenza di segnali: in caso contrario si deve ritenere che il sistema CAG non è efficiente.

1-4 Ricetrasmittitore a SSB ad una sola banda.

Probabilmente il tipo più popolare di apparecchiature per funzionamento in SSB (banda laterale unica) è il ricetrasmittitore, ossia la stazione completa contenuta in un'unica custodia di dimensioni ridotte. Siccome molti dei tubi e dei componenti sono comuni tanto nel funzionamento in trasmissione come nel funzionamento in ricezione, il ricetrasmittitore può essere costruito in maniera compatta e relativamente economica e sarà molto adatto per funzionamento in installazioni fisse oppure mobili.

Il ricetrasmittitore più economico e meno complicato da costruire è quello progettato per essere usato su una sola banda dilettantistica. Vengono così eliminati sistemi di mescolazione multipla e gruppi complessi di bobine, e il problema dei cinghetti viene fortemente semplificato.

In questo paragrafo descriveremo un ricetrasmittitore ad una sola banda da 200 W PEP (potenza di picco di inviluppo) (Fig. 15) che può essere usato su una qualunque banda dilettantistica da 160 a 20 m. Esso è relativamente semplice come progetto e costituisce un'ideale prima realizzazione per quei dilettanti interessati ad autocostruire la loro stazione a banda laterale unica. Mentre

nell'apparato descritto è usato un filtro a quarzo di tipo commerciale a 9 MHz, la sostituzione con un filtro a quarzo autocostruito è facile e ciò riduce ulteriormente il costo del ricetrasmittitore.

Il circuito del ricetrasmittitore Il circuito del ricetrasmittitore è analogo a quello impiegato in molti apparati commerciali ed è una versione del circuito originale W6QKI (Swan). Sono impiegati 15 tubi, compreso uno stabilizzatore di tensione e l'apparato è progettato per essere alimentato dalla tensione alternata di rete oppure da un alimentatore esterno a transistori a 12 V. Il funzionamento del ricetrasmittitore a banda laterale unica ad una sola banda e la duplice funzione di alcuni tubi e circuiti accordati possono essere visti dall'esame dello schema a blocchi di Fig. 16.

Ricezione In ricezione il circuito assume la forma di una supereterodina ad unica conversione, con rivelazione a prodotto. Il segnale ricevuto a banda laterale unica viene accordato nel circuito di entrata di antenna che, in questo caso, è il circuito a π della parte trasmittente dell'apparato. Il circuito è accoppiato capacitivamente ad un amplificatore ad RF con tubo 6BA6 a interdizione lontana (V_9).

Il circuito anodico (L_1-C_1) del tubo 6BA6 è comune tanto ai circuiti del ricevitore che del trasmettitore. Un

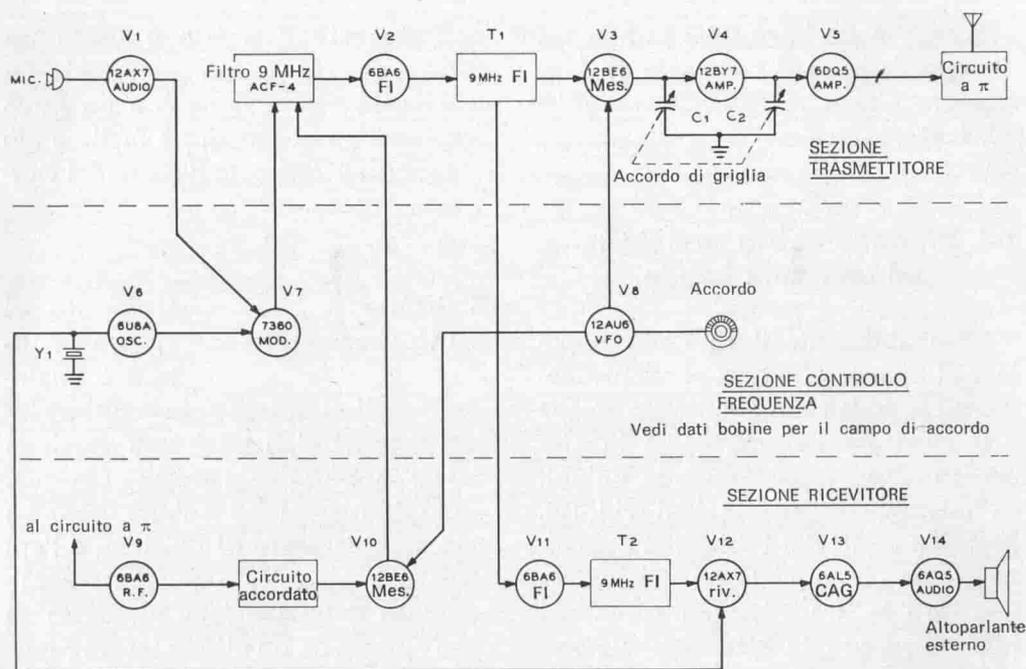


Figura 16

SCHEMA A BLOCCHI DEL RICETRASMETTITORE A SSB AD UNA SOLA BANDA

Sono usati 15 tubi in un circuito con molte funzioni. I circuiti volano a RF e il sistema filtro a FI sono comuni e ciò semplifica la costruzione e ne riduce il costo. Un unico oscillatore a frequenza variabile (OFV) serve per l'accordo tanto della sezione ricevente come di quella trasmittente.

tubo 12BE6 (V_{10}) serve come mescolatore del ricevitore: il segnale di entrata viene mescolato con il segnale dell'oscillatore locale per produrre la frequenza intermedia di 9 MHz. Lo stadio oscillatore a frequenza variabile è comune tanto ai circuiti del trasmettitore che del ricevitore e si accorda circa su 200 kHz nel campo da 5 a 8 MHz: il campo esatto di accordo dipende dalla banda impiegata.

Un tubo 12AU6 (funzionante con tensione di filamento leggermente ridotta) serve come tubo oscillatore (V_8).

Il segnale a FI a 9 MHz passa attraverso il selettivo filtro a traliccio a quarzo (ACF-4) e viene amplificato in uno stadio comune a FI (V_2) che è accoppiato a trasformatore con un secondo stadio FI (del ricevitore) (V_{11}) e quindi viene applicato al rivelatore a prodotto (V_{12}). In questo punto del circuito, viene iniettata la portante nel rivelatore dall'oscillatore comune a quarzo 6U8A (V_6) e il risultante prodotto audio viene amplificato in metà del doppio triodo 12AX7 (V_{12}) e nel tubo di uscita 6AQ5A (V_{14}). Una parte del segnale

audio ritorna al rettificatore del controllo automatico di guadagno con tubo 6AL5 (V_{13}) per fornire una tensione di CAG pilotata ad audiofrequenza per la sezione ricevente.

Una tensione positiva fissa prelevata dal catodo dello stadio 6AQ5A fornisce la tensione di ritardo per il circuito CAG, per consentire di ottenere la massima sensibilità del ricevitore per i segnali deboli. Il volume del ricevitore è controllato nella griglia dello stadio 6AQ5A e non nel circuito a basso livello, sicchè l'azione CAG è indipendente dal livello del volume audio.

Trasmissione In trasmissione, il circuito assume la forma di eccitatore per banda laterale unica, ad unica conversione, con filtro a quarzo, caratterizzata da un modulatore bilanciato 7360 e da un amplificatore lineare 6DQ5. La commutazione del circuito da ricezione a trasmissione è ottenuta mediante un unico relé (RY) che applica la polarizzazione di bloccaggio (-100 V) per rendere inattivi i tubi usati solo in ricezione.

Il relé inoltre applica la tensione di schermo all'amplificatore a RF 6DQ5 (V_5) e mette a massa il catodo dello stadio amplificatore a FI 6BA6, per rendere nulla durante la trasmissione l'azione del controllo di guadagno a RF di ricezione.

Lo stadio amplificatore a RF del ricevitore rimane collegato al circuito anodico dell'amplificatore lineare della sezione trasmittente, ma l'amplificatore 6BA6 è protetto dal dan-

neggiamento per segnali forti in virtù dell'alta polarizzazione negativa applicata ad esso durante la trasmissione.

Quando si trasmette, la portante di banda laterale viene generata dall'oscillatore a quarzo comune e dallo stadio separatore (V_6). La portante è accoppiata nella griglia N. 1 del modulatore bilanciato 7360 (V_7) e il segnale audio proveniente dall'amplificatore microfónico 12AX7 viene applicato ad una placca deflettrice del tubo 7360. Il risultante segnale a doppia banda laterale passa attraverso il filtro a quarzo, che sopprime la banda laterale indesiderata e la portante, che era stata precedentemente alquanto attenuata dallo stadio modulatore bilanciato. Il segnale desiderato a banda laterale unica viene amplificato nello stadio a RF comune 6BA6 e viene applicato al mescolatore di trasmissione 12BE6 (V_3) dove viene mescolato con il segnale dell'oscillatore a frequenza variabile per produrre così un segnale a banda laterale unica avente la stessa frequenza del segnale che viene ricevuto. Il segnale a banda laterale unica viene successivamente amplificato dallo stadio pilota 12BY7A (V_4) e dall'amplificatore lineare 6DQ5 (V_5). Quando il circuito anodico a π del tubo 6DQ5 è correttamente accordato per la trasmissione, è anche accordato per la migliore ricezione e non richiede ulteriori regolazioni, a meno che non si effettui una grande escursione di frequenza. Lo stesso avviene per il circuito accordato del tubo 12BY7A (indicato con *accordo di griglia*).

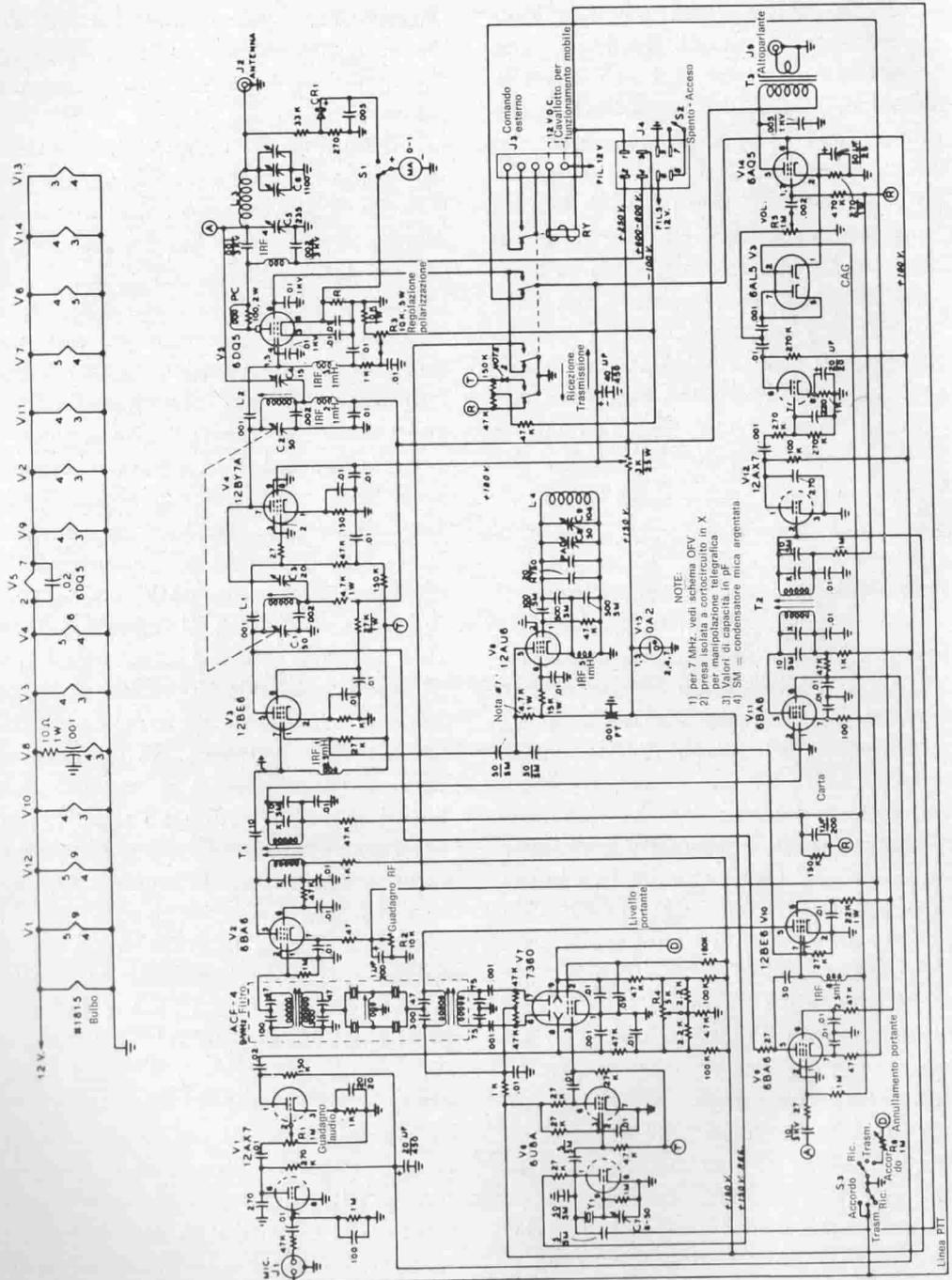


Figura 17

SCHEMA ELETTRICO DEL RICETRASMETTITORE AD UNA SOLA BANDA

ELENCO COMPONENTI PER LA FIGURA 17:

- C_1, C_2 - 50 pF ciascuno; due Hammarlund HF-50 abbinati.
 C_3 - compensatore variabile a mica 20 pF.
 C_4 - 15 pF tipo APC
 C_5 - 235 pF spaziatura 0,6 mm; Bud 1859.
 C_6 - 365 pF per sezione; J. W. Miller 2113.
 C_7 - 50 pF Centralab 827.
 C_8 - 50 pF tipo APC.
 C_9 - 104 pF condensatore di precisione; Miller 2101.
 CR_1 - 1N34.
 J_1 - Amphenol 80-PC2F.
 J_2 - presa coassiale. SO-239.
 J_4 - presa chassis; Cinch Jones P-308AB.
 MA - Calrad, 0-1 mA cc, diametro 45 mm.
 PC - 4 spire filo 1 mm avvolte su resistore da 100 Ω - 2 W.
 R - shunt per strumento per 300 mA. Usare filo smaltato da 0,25 mm avvolto su un resistore da 47 Ω , 1/2 W.
- $IRF_1 \div IRF_6$ - 2,5 mH impedenza subminiatura; Miller 70 F-253-A1.
 $IRF_2, 3, 5$ - 1 mH impedenza; Miller 4652.
 IRF_4 - usare Miller RFC-14 per 80-40-20 m; usare Miller. RFC - 3,5 per 160 m.
 RY - 4 vie - 2 posizioni, bobina a 12 V; Potter-Brumfield KHP-17-D11.
 S_3 - Centralab PA-2007.
 T_1, T_2 - trasformatori FI a 10,7 MHz; il condensatore X è una parte interna all'unità; Miller 1457.
 T_3 - 5000 $\Omega \div 4 \Omega$; Stancor A-3877.
 Y_1 - International Crystal Co tipo CV6-9LO (9001,5 kHz) oppure CV6-9HI (8998,5 kHz, come necessario).
 $ACF-4$ - International Crystal Co 9 MHz filtro SSB.
 1 chassis 25 x 30 x 7,5 cm (Bud AC-413).
 1 scatola 10 x 12,5 x 7,5 cm (Bud AE-1028).
 1 scatola 10 x 10 x 5 cm (Bud AU-1083).
 2 accoppiatori di alberino isolati; Johnson 104-264.
 1 manopola a demoltiplica (Eddystone 892).

Costruzione e montaggio del ricetrasmittitore

Il ricetrasmittitore misura 30,8 cm di larghezza per 16,8 centimetri di altezza e per 25,7 cm di profondità. Per il montaggio viene usato uno chassis di alluminio da 25 x 30 x 7,5 cm, con i componenti dell'oscillatore a frequenza variabile montati in due scatole di alluminio da 10 x 5 cm, poste una sopra e l'altra sotto lo chassis.

Il circuito anodico dell'amplificatore finale ha i suoi componenti racchiusi in una terza scatola che misura 10 x 12 x 7,5 cm. La disposizione dei componenti principali può essere vista nei disegni e nelle fotografie (Figg. 18, 19, 20). La custodia è autocostruita mediante due pezzi di alluminio in lastra forata piegati a forma di U e rivettati insieme ai lati.

Nelle tabelle sono riportati i dati per le bobine, i quarzi e le fre-

quenze da usare per costruire il ricetrasmittitore per 160, 80, 40 e 20 m di lunghezza d'onda di funzionamento, impiegando componenti normali. La disposizione è stata studiata in modo da consentire, quando necessario, collegamenti corti a RF, e da permettere un adeguato isolamento del circuito. In molti casi i resistori e i condensatori di fuga sono montati direttamente sui piedini degli zoccoli dei tubi, con l'ausilio di terminali da saldare fissati su lastrine di bakelite, per consentire così una costruzione solida. La rete di resistenze per il bilanciamento della tensione sulle placche di deflessione del tubo modulatore 7360 è montata su un pannello separato per circuiti stampati, fissato lateralmente allo chassis, mentre un secondo pannello con terminali serve per montare l'impedenza a RF nel circuito catodico dell'oscillatore a frequenza variabile e i condensatori ad esso associati (Fi-

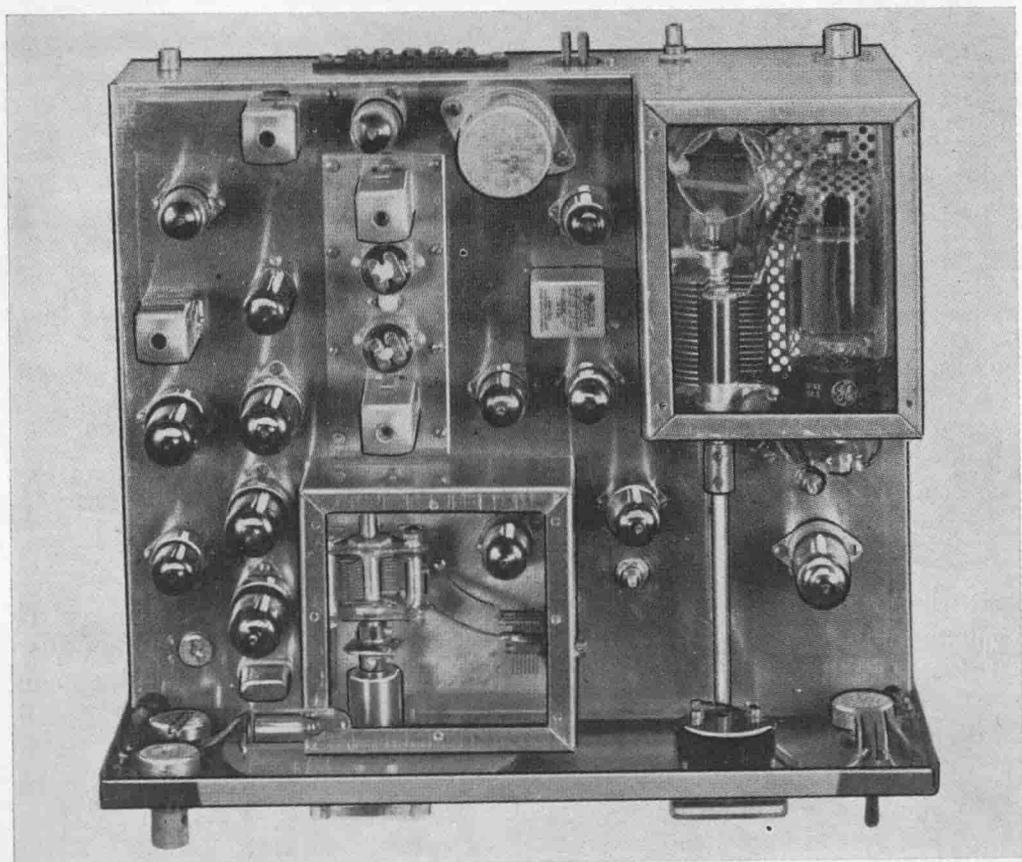


Figura 18

IL TELAIO VISTO DALL'ALTO

Il ricetrasmittitore a SSB è di dimensioni ridotte, dato che impiega un telaio da soli 25 x 30 centimetri. L'uso di normali scatole di alluminio per componenti fornisce un'eccellente schermatura e un costo basso. Il coperchio è stato tolto per mostrare la disposizione interna. La ventilazione per il tubo amplificatore lineare 6DQ5 montato orizzontalmente è ottenuta effettuando un taglio nello chassis sotto il tubo e coprendolo con una lastra di alluminio forato. Un nuovo coperchio sarà costruito con lo stesso materiale. Il relé a destra della scatola dell'amplificatore è completamente racchiuso in una custodia ermetica. Lungo la parete posteriore dello chassis vi sono la presa coassiale di antenna, il potenziometro di regolazione della polarizzazione, la presa di alimentazione e la striscia di capofili con i terminali per il relé, con la presa dell'altoparlante all'estrema destra.

Il tubo pilota 12BY7A è situato fra la scatola dell'amplificatore e il pannello frontale, con il mescolatore del trasmettitore 12BE6 situato a destra. Lo stadio a RF 6BA6 del ricevitore e il mescolatore 12BE6 sono situati fra il relé e l'oscillatore a frequenza variabile, con lo stabilizzatore OA2 posto dietro il relé, vicino al condensatore filtro. Il filtro a FI a 9 MHz è al centro, con il tubo 6BA6 comune a FI dietro di esso.

A destra, vicino all'oscillatore a frequenza variabile (partendo dal pannello e andando verso dietro) vi sono il quarzo a 9 MHz, il tubo oscillatore 6U8A, il tubo 7360, l'amplificatore audio 6AQ5. All'estrema destra dello chassis vi sono il tubo CAG tipo 6AL5, lo stadio preamplificatore audio 12AX7 e lo stadio a FI 6BA6 del ricevitore.

gura 21). La presa di alimentazione, la piastrina con terminali per il relé, il potenziometro regolatore di polarizzazione dell'amplificatore finale e la presa a jack per altoparlante sono situati sulla fiancata posteriore dello chassis.

I componenti dell'amplificatore finale sono posti internamente alla loro scatola fissata superiormente

sull'angolo posteriore dello chassis. L'area dello chassis sottostante il tubo 6DQ5 è tagliata ed è coperta da una lastra di alluminio forata. Altrettanto avviene per il coperchio e per la parte posteriore della scatola, per consentire così una adeguata circolazione di aria attorno al tubo.

L'oscillatore a frequenza variabile (Fig. 22) è posto sul centro ante-

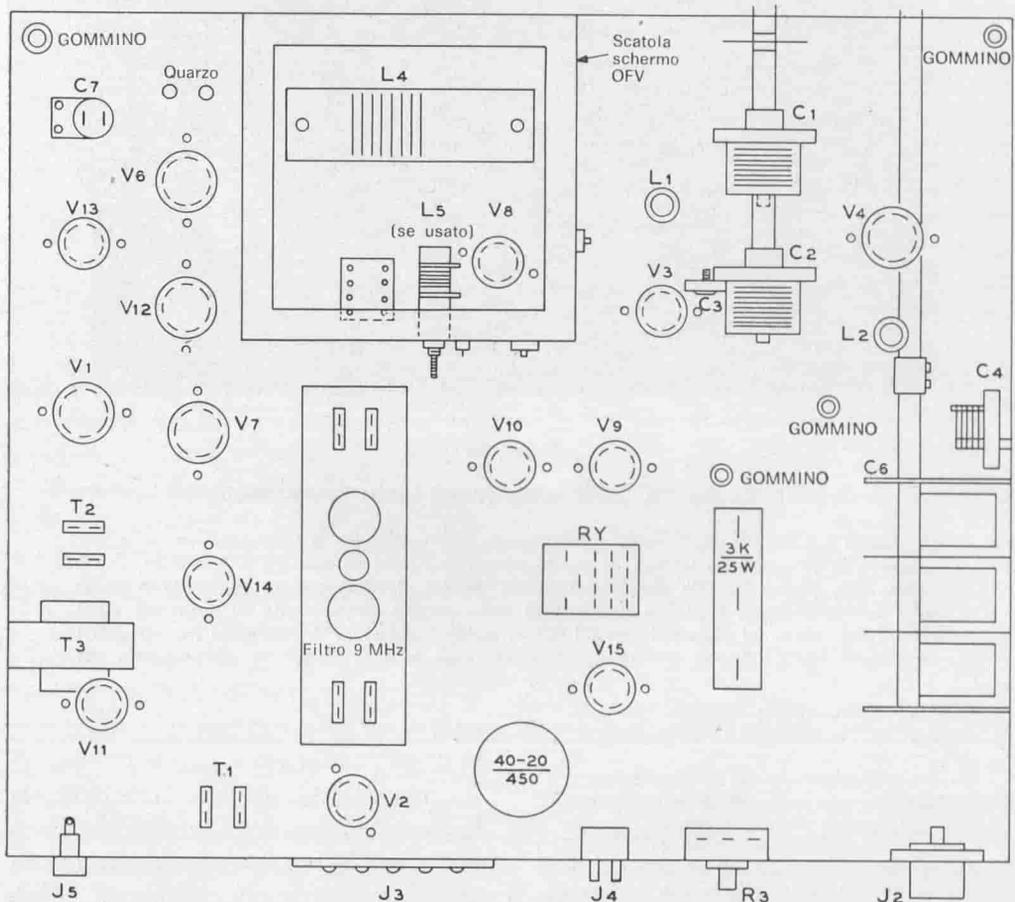


Figura 19

DISPOSIZIONE DEL RICETRASMETTITORE SOTTO IL TELAIO

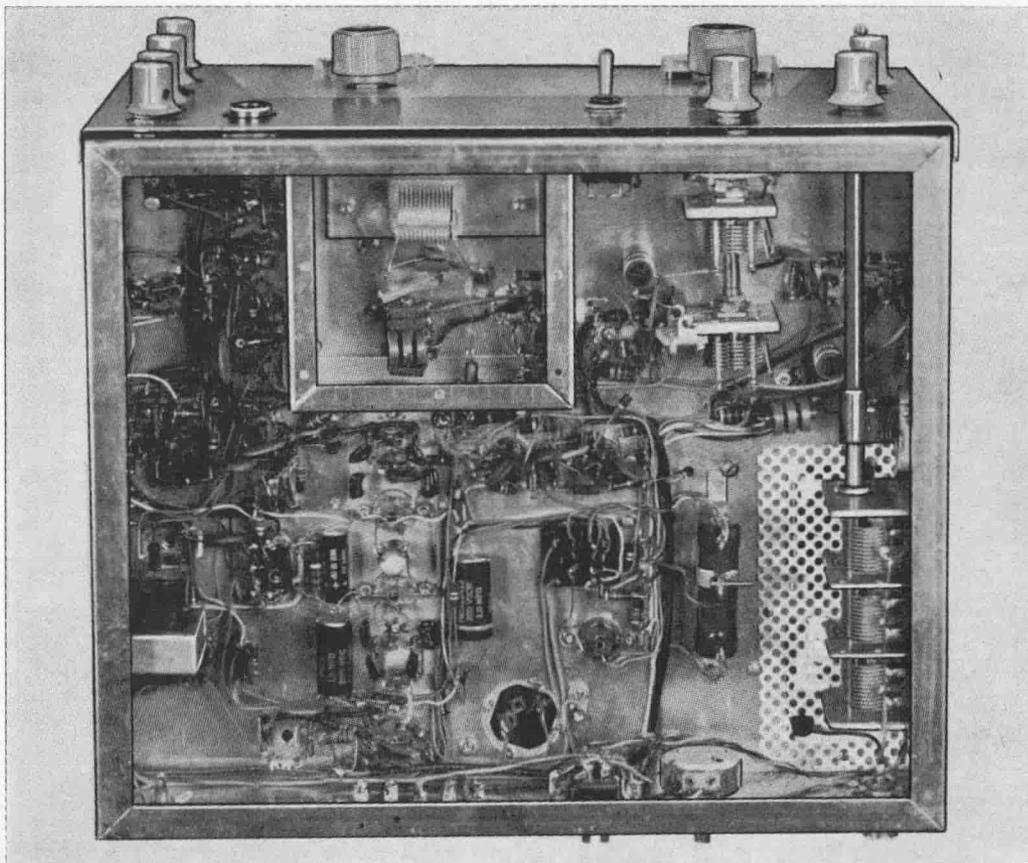


Figura 20

IL TELAIO DEL RICETRASMETTITORE VISTO DAL BASSO

La piastra inferiore è stata tolta dal comparto dell'oscillatore a frequenza variabile per mostrare la disposizione interna. Il condensatore di carico di antenna a 3 sezioni, C_6 , è posto sulla parete laterale destra del telaio, mentre il trasformatore di uscita è posto sulla parete sinistra. I piccoli componenti sono saldati direttamente ai terminali degli zoccoli dei tubi e ad adiacenti capofili fissati su sostegni isolanti, lasciando così scoperti gli zoccoli per effettuare misure di tensione. Vedi la Fig. 19 per la sistemazione dei principali componenti.

riore dello chassis ed è costruito in un robusto pezzo di alluminio di 3 mm di spessore avente le dimensioni di 10×11 cm. Il condensatore di accordo dell'oscillatore a frequenza variabile è fissato a questa robusta base mediante viti di fissaggio che pro-

vengono dalla parte inferiore della lastra. È usato un condensatore variabile di accordo di precisione, con lamine argentate, montato su cuscinetti a sfere e con una coppia strettamente controllata, insieme con un gruppo di ingranaggi epicicloidali,

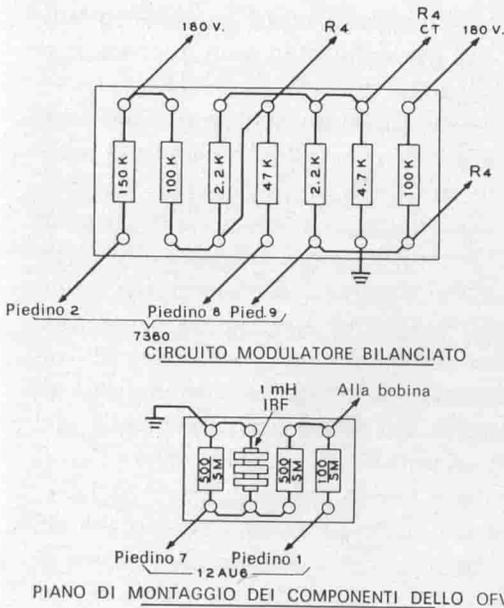


Figura 21

DISPOSIZIONE DEI PANNELLI CON TERMINALI

Le tensioni di alimentazione sono portate nella scatola-schermo posta sotto il telaio attraverso condensatori a passante e i collegamenti di uscita dell'oscillatore a frequenza variabile sono saldati a bocche passanti sui lati della scatola, vicino ai tubi mescolatori del trasmettitore e del ricevitore.

Una seconda scatola-schermo è fissata sulla sommità della piastra dell'oscillatore a frequenza variabile, distanziata di circa 6 mm rispetto allo spigolo anteriore dello chassis, per lasciare il posto per la manopola e per il meccanismo di comando. Il meccanismo di comando passa attraverso un foro di 20 mm situato sul davanti della scatola ed è fissato alla scatola, allineato con l'alberino del condensatore tramite un accoppiatore flessibile. Un pezzo circolare di la-

per ottenere un sistema di accordo con movimento dolce, esente da giochi.

Una scatola di alluminio è fissata a questa piastra di montaggio dalla parte inferiore e serve come compartimento schermato per la bobina dell'oscillatore a frequenza variabile e per i componenti di questo circuito. La bobina dell'oscillatore a frequenza variabile è costituita da un pezzo di bobina con avvolgimento in aria (*miniductor*) fissata fortemente ad un blocco, avente lo spessore di 6 millimetri, di plexiglas o di altro materiale isolante che, a sua volta, è avvitato allo chassis con analoghi blocchi isolanti che lo distanziano rispetto al metallo.

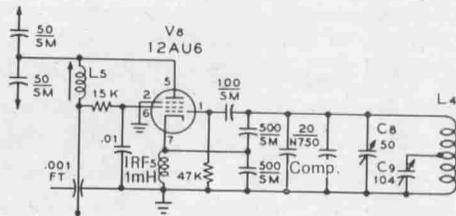


Figura 22

SCHEMA ELETTRICO DELL' OSCILLATORE A FREQUENZA VARIABILE (OFV) A 40 m

Il modello a 40 m del ricetrasmittitore a banda laterale unica su una sola banda impiega la seconda armonica della frequenza dell'oscillatore. Una bobina duplicatrice, L_5 , è posta nel circuito anodico dell'OFV al posto del resistore di carico da 4,7 K. Il condensatore di accordo C_9 è collegato alla presa intermedia della bobina di griglia, per coprire il desiderato campo di accordo. Il punto di presa e i dati del condensatore di compensazione sono riportati nella Fig. 23.

stra di materiale plastico, avente il diametro di 11,5 cm è fissato alla testa di comando, come quadrante di accordo. Esso è verniciato in bianco a spruzzo e i trattini di taratura sono stampigliati con inchiostro di china, dopo che sia stata completata la taratura finale. Fra la manopola e lo chassis, viene lasciato uno spazio sufficiente, in modo che il quadrante di plastica non strisci sul metallo.

Il pannello frontale è distanziato dallo chassis mediante i grandi dadi che fissano i vari comandi sulla parte anteriore frontale dello chassis ed è fissato al suo posto con un secondo gruppo di dadi sulle boccole di comando. Lo spazio di 3 mm così ottenuto consente alla manopola di ruotare liberamente. Un taglio viene fatto nel pannello simmetrico al quadrante, per adattarsi esteticamente con lo strumento.

Tale apertura è coperta con un pezzo di plexiglas o di lucite. Una lampadina spia dietro il quadrante fornisce la giusta illuminazione. Il foro nel pannello per l'alberino di accordo deve essere sufficientemente grande, in modo che l'alberino non tocchi il pannello e ciò rende il movimento di accordo indipendente da qualunque movimento del pannello frontale.

Collegamenti

del ricetrasmittitore

Si suggerisce che la parte ricevente del trasmettitore venga cablata e provata per prima. Il filtro di banda laterale con i trasformatori di adatta-

mento appare come un blocco unico e richiede solo una piccola modifica. La piastra di montaggio verrà tagliata in basso con una larghezza di 44 mm per risparmiare spazio e i fori di montaggio vengono eseguiti lungo i bordi della piastra. Il filtro viene poi fissato sullo chassis del trasmettitore sopra una fenditura eseguita immediatamente dietro il gruppo dell'oscillatore a frequenza variabile. La connessione di uscita del filtro va alla griglia del tubo amplificatore a FI 6BA6 (V_2). Il lato a massa del secondario del trasformatore di entrata è isolato da massa tramite un condensatore di fuga ed è collegato, mediante un resistore di disaccoppiamento da 1.000 ohm, alla tensione di alimentazione. L'altra estremità di questo avvolgimento secondario è collegato alla placca del tubo mescolatore del ricevitore 12BE6.

L'avvolgimento primario è modificato per un'entrata bilanciata, collegando a massa la giunzione di due condensatori da 75 pF e collegando le estremità dell'avvolgimento alle placche del tubo 7360 modulatore bilanciato, attraverso condensatori di accoppiamento da 0,001 μ F.

I condensatori dello stadio pilota (*accordo di griglia*) C_1 , C_2 sono del tipo Hammarlund HF-50, accoppiati insieme e montati sullo chassis mediante gli squadretti forniti con essi. Si userà un accoppiamento flessibile per prolungare l'alberino così da farlo sporgere dal pannello frontale.

Il condensatore di neutralizzazione per lo stadio 12BY7A (C_3) è sal-

dato direttamente al terminale catodico del condensatore del circuito anodico (C_1) dello stadio mescolatore. Il condensatore di neutralizzazione dell'amplificatore finale (C_4) è posto sulla parete laterale dello chassis di fronte al condensatore di carico d'antenna a tre sezioni (C_6).

Bobine e circuiti del ricetrasmittitore Le bobine ed i dati dei circuiti accordati per varie bande dilettantistiche sono riportati nella Fig. 23. Per le bande da 160, 80 e 20 m, si impiega la frequenza fondamentale dell'oscillatore a frequenza variabile. Per il

Figura 23

DATI DELLE BOBINE

 L_1, L_2

Bobine accordate a permeabilità diametro 9,5 mm

160 m	220 μ H	Miller n. 21A224RBI
80 m	22 μ H	Miller n. 21A225RBI
40 m	15 μ H	Miller n. 21A155RBI
20 m	3,3 μ H	Miller n. 21A336RBI

 L_3

160 m	- 55 spire filo smaltato 0,8 mm strettamente avvolte diametro 31,7 mm, lunghezza 44,4 mm.
80 m	- 24 spire filo stagnato 1 mm supporto Air-Dux n. 1014A. Diametro 31,7 mm, lunghezza 44,4 mm.
40 m	- 14 spire filo stagnato 1 mm supporto Air-Dux n. 1014A. Diametro 31,7 mm, lunghezza 25 mm.
20 m	- 11 spire filo stagnato da 1 mm. Supporto Air-Dux n. 808 T diametro 25,4 mm, lunghezza 38,1 mm.

 L_4

Nota: C_9 è collegato alla presa intermedia su L_4 per varie gamme.

Campo
Banda di accordo

160	7200-7000 kHz	9 spire filo stagnato 0,8 mm, diametro 19 mm, lunghezza 19 mm, presa alla quarta spira dall'estremità di massa, supporto Air-Dux n. 616 Cond. comp. 51 pF.
-----	---------------	--

Campo
Banda di accordo

(segue)

 L_4

80	5500-5000 kHz	12 spire filo stagnato 0,8 mm, diam. 19 mm. Air-Dux n. 816, condensatore compensazione 100 pF MS
75 fonia	5200-5500 kHz	Come la bobina per 80 metri. Presa all'ottava spira dall'estremità di massa. Condensatore di compensaz. 180 pF MS
40	8000-8150 kHz	9 spire filo stagnato 0,8 mm, lungh. 19 mm, presa alla terza spira dall'estremità di massa; supporto Air-Dux n. 616, nessun condensatore di compensazione
40 fonia	8100-8150 kHz	Gli stessi dati come sopra, eccetto che la presa va effettuata a due spire dall'estremità di massa.
20	5000-5500 kHz	Gli stessi dati come per 80 m.
80 fonia	5200-5350 kHz	Gli stessi dati come per fonia - 75 m. Regolare il compensatore C_9 per il campo desiderato

 L_5

40 solo	16000-16300 kHz	Bobina da 9,5 mm, accordo a permeabilità 3,3 μ H Miller 21A336RBI
------------	-----------------	---

Dati sui quarzi (Y_1)

160 m, banda laterale inf.	- usare 9001,5 kHz
80 m, banda laterale inf.	- usare 9001,5 kHz
40 m, banda laterale inf.	- usare 9001,5 kHz
20 m, banda laterale sup.	- usare 8998,5 kHz

funzionamento su 40 m il circuito anodico dell'oscillatore a frequenza variabile raddoppia la frequenza dell'oscillatore portandola sul campo dei 16 MHz. Per le bande dei 160, 80 e 40 m si userà la banda laterale più bassa, mentre si userà la banda laterale superiore per la banda dei 20 metri.

La sostituzione del cristallo Y_1 invertirà la banda laterale, come si vede nella tabella. Per un corretto funzionamento dell'amplificatore su 160 m, può essere necessaria altra capacità di carico, la quale può essere ottenuta mediante un condensatore da 1000 pF (1250 V) a mica posto in parallelo con il condensatore di carico di antenna C_6 .

Allineamento del ricetrasmittitore

Prima di iniziare l'allineamento del ricetrasmittitore si suggerisce di effettuare un controllo dei collegamenti e un controllo delle tensioni con un adatto alimentatore.

Al principio non occorre alcuna alta tensione e il collegamento di alimentazione di schermo del tubo 6DQ5 dovrà essere temporaneamente dissaldato dal piedino dello zoccolo e isolato, fino a che venga completato l'allineamento preliminare. Dopo aver regolato il cursore del resistore di caduta da 300 Ω sull'alta tensione in modo da ottenere una tensione sulla presa intermedia di circa 180 V, si confronteranno le tensioni sullo zoccolo del tubo con quelle indicate nella tabella delle tensioni (Fig. 24).

Le differenze che si hanno nelle

Figura 24

TUBI			1	2	3	4	5	6	7	8	9
V1	12AX7	R- T-	50 55	0	.8 1	0	12 12	40 45	0 0	0 0	CT CT
V2	6BA6	R- T-	0	0	0	6	175 175	75 70	.8 .5		
V3	12BE6	R- T-	-40 -1	0	0	12 12	220 210	220 80	-40		
V4	12BY7	R- T-	0 4	-35 -5	0	0	12 12	CT CT	250 250	180 180	0 0
V5	6DQ5	R- T-	-60 -60	6	0	0	180	-60 0	0	6 6	180
V6	6U8	R- T-	75 75	-40 0	180 100	6	0	180 35	0	0	-2 -2
V7	7360	R- T-	0	180 75	-40 -1	6	0	180 140	180 140	24 24	24 24
V8	12AU6	R- T-	* *	0	0	10	120 120	115 115	0		
V9	6BA6	R- T-	0 -70	0	0	6	210 200	80 0	.2		
V10	12BE6	R- T-	-5 -8	0	0	12 12	180 175	60 140	-2 -107		
V11	6BA6	R- T-	0 -107	0	0	6	175 175	80 140	.5		
V12	12AX7	R- T-	145 175	0	-75	0	0	12 12	100 100	0	.4 CT CT
V13	6AL5	R- T-	10 0	0	-140	6	0	0	0	0	
V14	6AQ5	R- T-	0 -60	10	0	0	6	225 250	180 180	0	-60
V15	0A2	R- T-	150 150	0	0	0	0	150 150	0	0	

NOTA: Le misure sono effettuate con voltmetro da 20 k Ω /V, in assenza di segnale di entrata, guadagno a RF portato al massimo, guadagno audio a zero.

Esigenze di alimentazione:	
Bassa tensione	- 250 V - 110 mA
Polarizzazione	- 110 negativi - 10 mA
Alta tensione	- 600 ÷ 800 V - 300 mA
Filamenti	- 12,6 V ca oppure cc - 3,7 A

tensioni di ricezione e di trasmissione in alcuni casi sono dovute alla polarizzazione di interdizione che viene inserita dal relé di commutazione. Il relé viene azionato a corrente continua e per una stazione fissa può essere usata una sorgente di alimentazione continua a 12 V. Quando il funzionamento avviene su mezzi mobili il relé verrà collegato alla tensione di filamento a 12 V.

Il sistema a frequenza intermedia del ricevitore verrà allineato prima di tutto, iniettando il segnale modulato a 9 MHz, fornito da un genera-

tore sulla griglia dell'amplificatore FI del ricevitore (V_{11}) e accordando i nuclei del trasformatore T_2 per ottenere il massimo segnale ad audiofrequenza nell'altoparlante. Il segnale del generatore viene poi applicato alla griglia di entrata dell'amplificatore a FI comune (V_2) e si regola il trasformatore T_1 per il massimo segnale. Un voltmetro elettronico sulla linea CAG sarà utile nell'allineamento.

Quando si applica il segnale di prova al terminale anodico del tubo mescolatore del ricevitore (V_{10}) l'accordo diviene piuttosto acuto, dato che il segnale passa attraverso il filtro di banda laterale. Il filtro è stato accordato in stabilimento e richiede piccole regolazioni, oltre all'accordo dei nuclei superiori dei due trasformatori del filtro.

Il secondario del trasformatore di entrata dovrà essere controllato, ma non dovrà richiedere una regolazione eccessiva, che superi metà giro nell'una o nell'altra direzione.

Prima di ricevere un segnale « esterno », l'oscillatore a frequenza variabile dovrà essere allineato in modo da coprire il desiderato campo di frequenze di lavoro come indicato nella tabella delle bobine. La procedura di allineamento è la stessa per qualunque banda: varia solo il campo di frequenze, come indicato nella tabella.

Si userà un buon frequenzimetro (come ad esempio un BC-221) che sarà utile a questo scopo. Ad esempio, con l'apparato su 80 m l'oscillatore a frequenza variabile dovrà accordarsi da 5,5 a 5 MHz, per una cor-

retta copertura della banda da 3,5 a 4 MHz. Il quarzo della portante è a 9001,5 kHz per una corretta posizione della portante sul tratto inclinato della risposta del filtro per l'uscita a banda laterale inferiore. La bobina L_1 del mescolatore 6BE6 di trasmissione verrà accordata su 3,5 MHz con l'aiuto di un oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) e il nucleo verrà regolato con il condensatore C_1 posto quasi alla massima capacità. Tutta la banda a 80 m può allora essere coperta regolando sul massimo il circuito a π e il circuito di accordo di griglia.

L'allineamento dei circuiti del trasmettitore verrà meglio effettuato con un voltmetro elettronico munito di una sonda a RF, usato come indicatore di segnale. Il commutatore di funzione verrà posto nella posizione accordo e il controllo di livello della portante (R_6) verrà avanzato verso il massimo. La tensione a RF nella placca dell'oscillatore 6U8A dovrà essere di circa 3 o 4 V e circa lo stesso valore dovrà essere misurato sulla placca della sezione separatrice di questo tubo. Dopo che i trasformatori del filtro e il trasformatore T_1 siano stati correttamente accordati non è necessaria alcuna ulteriore regolazione di questi circuiti. Ora la sonda a RF può essere posta sulla griglia sullo zoccolo del tubo amplificatore 6DQ5 e si regolerà il nucleo della bobina L_2 per la massima indicazione della tensione a RF. Così facendo si accorda sul massimo il circuito di griglia in modo che la bobina L_2 sia in passo con il precedente allineamento della bobina L_1 .

Regolazione finale e neutralizzazione Ora deve essere neutralizzato lo stadio 12BY7A. A tale scopo debbono essere disinserite tutte le alimentazioni e temporaneamente deve venire distaccato il collegamento di schermo dallo zoccolo 12BY7A. Reinserendo ancora la alimentazione, si pone il commutatore di funzione nella posizione *accordo* e si regola il condensatore di neutralizzazione C_3 con un cacciavite non metallico per ottenere il minimo passaggio di tensione a radiofrequenza misurata dalla sonda del voltmetro elettronico posta sul terminale della griglia n. 1 dello zoccolo 6DQ5. Dopo aver conclusa questa operazione, si risalda il collegamento di griglia schermo dello zoccolo 12BY7A. Con lo stadio 6DQ5 viene usato lo stesso sistema di quello seguito con lo stadio pilota. Con la tensione di schermo (e anodica) tolta dalla 6DQ5, ma con il pilotaggio applicato, si pone il voltmetro elettronico sul terminale di antenna del ricetrasmittitore e si regola il condensatore di neutralizzazione C_1 per la minima indicazione del voltmetro. Il circuito di uscita a π evidentemente deve essere in risonanza per questa operazione, e ciò sarà determinato da un oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter).

Fino a questo punto tutti gli accordi sono stati effettuati con l'iniezione della portante. Per un corretto funzionamento a banda laterale la portante deve essere tolta e l'apparato deve essere eccitato da un segnale a banda laterale unica. La tecnica migliore consiste nel porre

correttamente la frequenza del quarzo di portante sul lato pendente della curva del filtro e quindi bilanciare la portante nello stadio modulatore con tubo 7360. Il condensatore C_7 varia la frequenza dell'oscillatore a quarzo di una quantità sufficiente per trovare il punto corretto per la portante sul lato pendente della banda passante del filtro. Questa regolazione può meglio essere effettuata ad orecchio, quando si riceve un segnale a banda laterale unica. Si regola il condensatore C_7 fino a che il segnale a banda laterale unica abbia un suono naturale e gradevole. Il quarzo dovrà essere circa 1.500 Hz distante dalla frequenza centrale del filtro a 9 MHz. Lo spostamento di frequenza evidentemente rimarrà lo stesso durante la trasmissione.

L'annullamento della portante viene ottenuto mediante la regolazione del controllo di bilanciamento (R_4) posto sul pannello. La sonda a RF viene posta sulla griglia dello stadio 6DQ5 e il commutatore di funzione viene posto su *trasmissione*. Non vi deve essere alcun segnale audio. Il potenziometro di bilanciamento viene regolato per la minima lettura del voltmetro elettronico, che deve essere di 1 V o meno. Il funzionamento del sistema audio e del modulatore bilanciato può ora essere controllato osservando l'escursione di tensione mentre si parla dinanzi al microfono. Un forte tono audio fa deviare lo strumento su un'indicazione di picco di 30 o 40 V. Sarà utile controllare il segnale con un ricevitore vicino mentre si effettuano queste regolazioni.

Funzionamento in trasmissione Il collegamento di tensione di schermo ora può essere risaldato allo zoccolo del tubo 6DQ5 e si può applicare l'alta tensione al circuito anodico. Si possono usare per il tubo 6DQ5 potenziali fra 400 e 800 V, ottenendo uscite proporzionalmente più alte man mano che la tensione anodica aumenta. Dovrà essere collegato al ricetrasmittitore un carico fittizio di antenna o un'antenna per completare il controllo finale e la regolazione della polarizzazione. Il commutatore dello strumento lo si pone su *corrente anodica* e il commutatore di funzione su *trasmissione*. Il potenziometro di polarizzazione sulla parete posteriore verrà regolato in modo che la corrente anodica nel tubo 6DQ5 sia di 25 mA in assenza di segnale. Si inserisce il carico di antenna con il commutatore di funzione nella posizione *accordo*. Man mano che il controllo di portante viene avanzato, la corrente anodica dell'amplificatore finale aumenterà in maniera lineare. Si porterà in risonanza il circuito anodico dell'amplificatore e si regolerà il circuito di griglia per la massima lettura del picco di corrente anodica. Si regolerà il controllo di carico C_6 sempre per il massimo aumento di corrente anodica, ristabilendo la risonanza con il controllo di accordo, finchè la corrente catodica indicata raggiunga un valore di 275-300 mA.

La corrente a pieno carico non dovrà durare oltre 20 secondi, per assicurare la massima durata al tubo amplificatore.

Quando il commutatore di fun-

zione viene portato su *trasmissione*, la corrente anodica dell'amplificatore si ridurrà al suo originario valore di riposo di 25 mA. Man mano che aumenta il livello audio, si dovrà ottenere un aumento di corrente indicata fino a valori intorno a $125 \div 170$ mA, a seconda del tipo di voce. Valori troppo alti di corrente di picco daranno luogo a distorsioni e componenti spurie in trasmissione.

Lo strumento può essere commutato in modo da leggere valori relativi di potenza di uscita che, in alcuni casi, semplificheranno il carico dell'amplificatore, specialmente durante il funzionamento su mezzi mobili, mentre l'accordo può essere effettuato per la massima indicazione di uscita con un dato livello di eccitazione.

Nelle fotografie è illustrata la versione a 80 m del ricetrasmittitore a banda laterale unica. L'unica differenza nell'apparato progettato per una differente banda è la modifica delle bobine a radiofrequenza e del circuito dell'oscillatore a frequenza variabile. L'allineamento e l'accordo rimane lo stesso per tutte le bande.

Il ricetrasmittitore può essere usato per telegrafia non modulata impiegando una manipolazione a blocco di griglia. Il funzionamento su telegrafia non modulata avviene con il controllo di portante completamente avanzato e il commutatore di funzione nella posizione *accordo* mentre si trasmette. Per la ricezione il commutatore viene manualmente ritornato a *ricezione*.

La trattazione degli alimentatori adatti a questo apparato è riportata in un altro capitolo di questo libro.

1-5 Ricetrasmittitore a banda laterale unica da 200 W su 3 bande.

Un ricetrasmittitore mobile a banda laterale unica che copra tre bande può essere costruito utilizzan-

do poche parti in più rispetto all'analogo apparato ad una sola banda, e senza richiedere un grande aumento di dimensioni rispetto al modello ad una sola banda.

Questo compatto ed economico ricetrasmittitore a tre bande (Figu-



Figura 25

RICETRASMETTITORE DA 200 W SUL PICCO DI INVILUPPO PER 80, 40 e 20 m

Questo ricetrasmittitore ha un volume inferiore ai 9 litri e può considerarsi un'unità compatta per automobile. Esso può essere usato con un alimentatore ausiliario, alimentato dalla tensione di rete, come stazione domestica. I principali comandi sul pannello sono (da sinistra a destra): commutatore di banda laterale S_1 , commutatore selettore SSB/AM (S_2), volume audio (R_3), guadagno del microfono (R_1), iniezione della portante (S_3), commutatore selettore di banda (S_{3-5}), presa per microfono (J_1), guadagno RF (R_4), commutatore selettore per lo strumento (S_6), condensatore di carico di antenna (C_{13}), accordo amplificatore finale (C_{14}). La manopola principale di controllo di frequenza (C_3) è al centro in alto. Una custodia di metallo forato favorisce la ventilazione ed agisce come schermo per le interferenze televisive.

Dopo che sia stato regolato su una particolare banda, il solo accordo necessario viene effettuato con il comando dell'oscillatore a frequenza variabile. L'accoppiamento a banda passante consente una grande escursione di frequenza. Il sistema di accordo dell'oscillatore a frequenza variabile con un rapporto 100 : 1 rende agevole l'accordo sulla banda laterale.

ra 25) è progettato per funzionare su 80, 40 e 20 m con livelli fino a 200 W di potenza di picco di involuppo di alimentazione. La banda laterale superiore, la banda laterale inferiore o la modulazione di ampiezza possono essere trasmesse su ciascuna banda.

Il circuito « premere per trasmettere » inserito nel ricetrasmittitore può essere alimentato da una sorgente di alimentazione a 6 o 12 V

continui oppure con un alimentatore da rete a 115 V. Pesando solo pochi chilogrammi, il ricetrasmittitore misura soltanto $25 \times 30 \times 16,5$ cm ed è così piccolo da poter trovare posto nelle automobili « compatte ».

Descrizione del circuito Nella Fig. 26 è riportato lo schema a blocchi del ricetrasmittitore. Sono usati 14 tubi e 2 stabilizzatori di tensione. Siccome pratica-

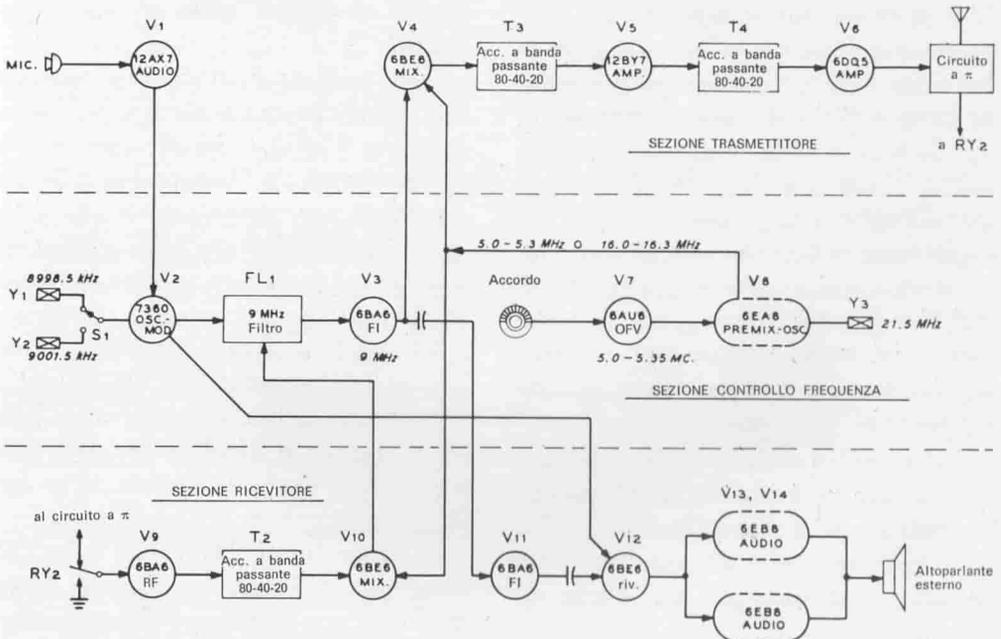


Figura 26

SCHEMA A BLOCCHI DEL RICETRASMETTITORE

La sezione di controllo di frequenza dell'apparato è comune tanto alla sezione ricevente che a quella trasmittente. Il tubo 7360 a deflessione del fascio serve come oscillatore di portante e modulatore, seguito dal filtro a banda laterale a quarzo a 9 MHz e dallo stadio amplificatore a FI. L'oscillatore a frequenza variabile e l'oscillatore di mescolazione per il funzionamento su 7 MHz sono anch'essi comuni ad entrambe le sezioni del ricetrasmittitore. Il trasmettitore comprende l'amplificatore del microfono e il mescolatore del trasmettitore, seguito da due stadi amplificatori lineari. Il ricevitore consiste di un amplificatore a RF e mescolatore, seguito da un altro stadio a FI, dal rivelatore a prodotto e dall'amplificatore audio. Un semplice circuito « premere per trasmettere » consente il passaggio dalla trasmissione alla ricezione e viceversa.

mente tutto il funzionamento mobile viene effettuato con modulazione a voce, il campo di accordo del ricetrasmittitore può essere limitato ai settori in fonia delle bande usate. Con un campo di accordo così ristretto, conviene effettuare l'accoppiamento a banda passante tra gli stadi a radiofrequenza a basso livello tanto nella sezione trasmittente che in quella ricevente dell'apparato, eliminando così la necessità di controlli di accordo variabili per i vari stadi.

L'oscillatore a frequenza variabile è comune tanto alla sezione trasmittente che a quella ricevente e accorda solo un campo di frequenze ampio 350 kHz, che è sufficiente per la banda degli 80 m e fornisce la piena copertura delle bande a 40 e 20 m. Sebbene vari tubi usati nell'apparato siano comuni alle sezioni trasmittente e ricevente, la sezione a RF del ricevitore è indipendente dal circuito del trasmettitore per rendere più agevole la costruzione e per facilitare l'allineamento.

Il circuito volano dell'amplificatore finale però serve come circuito di entrata di antenna per il ricevitore, per trarre vantaggio dall'alto Q del circuito e per economia di spazio.

Sono necessari solo due relé per la commutazione ricezione - trasmissione e questi relé sono azionati dal circuito « premere per trasmettere » del microfono. Un relé miniatura (RY_2) pone a massa la griglia dell'amplificatore a RF del ricevitore (V_9) per proteggerla durante la trasmissione e un secondo relé (RY_1)

commuta le varie tensioni fra i circuiti di trasmissione e di ricezione.

Un controllo totalmente automatico di guadagno (CAG) è incorporato nel ricevitore, insieme con un controllo ausiliario di guadagno a RF. Quando si trasmette, un sistema di controllo automatico di livello (ALC) riduce l'appiattimento dei picchi e le gravi distorsioni di sovraccarico.

L'unico strumento sul pannello può essere commutato per misurare la corrente catodica dello stadio amplificatore lineare o la potenza relativa di uscita sulla presa di antenna.

Il ricetrasmittitore è progettato per l'impiego di un filtro a banda laterale a 9 MHz della Mc Coy, impiegante i prodotti di somma e differenza creati per mescolazione con il segnale dell'oscillatore a frequenza variabile a 5 MHz per coprire le bande a 80 e 20 m.

L'uscita a 40 m è ottenuta premescolando il segnale dell'oscillatore a frequenza variabile con un oscillatore a quarzo a 21 MHz per ottenere così un segnale di iniezione a frequenza variabile a 16,5 MHz.

Questo, mescolato a sua volta con il segnale di banda laterale a 9 MHz, produce una frequenza-differenza nel campo di 7 MHz.

La parte ricevente La parte ricevente dell'apparato inizia con un amplificatore a RF a interruzione lontana 6BA6 (V_9) accoppiato a banda passante con un mescolatore

6BE6 (V_{10}) la cui griglia di iniezione riceve la tensione di mescolazione dall'oscillatore a frequenza variabile comune 6AU6 (V_7) tramite lo stadio separatore V_8 .

Il separatore 6EA8 funziona come premescolatore per l'oscillatore a frequenza variabile su 40 m quando il catodo della sezione triodo è a massa per attivare l'oscillatore a quarzo a 21,5 MHz.

L'uscita a frequenza intermedia del mescolatore del ricevitore 6BE6 è a 9 MHz e il segnale a FI è accoppiato con link tramite L_6 all'entrata del filtro a quarzo a 9 MHz (FL_1). Un trasformatore di adattamento accoppia la bassa impedenza di uscita del filtro con il circuito di griglia dell'amplificatore comune a FI (V_3). Il segnale ricevuto è accoppiato capacitivamente da questo stadio ad un secondo amplificatore a FI del ricevitore 6BA6 (V_{11}) il cui circuito di uscita è accoppiato capacitivamente con il rivelatore a prodotto 6BE6 (V_{12}). L'iniezione del ricevitore per la ricezione a banda laterale unica avviene dall'uno o dall'altro dei due quarzi di banda laterale nel circuito di griglia dell'oscillatore di portante - modulatore bilanciato - 7360 (V_2), che è comune alle sezioni trasmettente e ricevente.

La tensione di collettore viene tolta dal tubo 7360 durante la ricezione mediante il relé RY_1C , ma la sezione oscillatrice funziona sempre poichè la tensione di deflettore e di schermo è applicata nell'uno e nell'altro modo di funzionamento. Il rivelatore a prodotto 6BE6 (V_{12}) può essere commutato per funzio-

nare come rivelatore anodico per la ricezione di segnali AM ($S_3 ABC$). Questo commutatore richiede la disattivazione dell'oscillatore di portante 7360, ma siccome questo oscillatore occorre per la trasmissione, il commutatore di commutazione AM viene scavalcato mediante il relé principale di commutazione (RY_1B) così che la tensione viene applicata all'oscillatore di portante quando si trasmette, indipendentemente dalla posizione del commutatore S_3 banda laterale unica/AM.

Il funzionamento mobile richiede che il ricevitore abbia una riserva di potenza audio e la sezione audio è progettata per soddisfare questa esigenza. Sono impiegati due tubi 6EB8 triodo-pentodo (V_{13} , V_{14}), con le sezioni pentodo usate come stadio finale audio in controfase. Una sezione a triodo del primo tubo 6EB8 serve come invertitore di fase ad audiofrequenza ed il secondo triodo serve come amplificatore di pilotaggio per l'invertitore di fase. I due tubi a doppia funzione occupano uno spazio equivalente a quello richiesto dai normali amplificatori audio a due tubi, ma sviluppano quasi 5 W di potenza audio di alta qualità. L'altoparlante non è incorporato nel ricetrasmittitore, poichè è previsto l'uso dell'altoparlante dell'autoradio. Per uso domestico viene incorporato un altoparlante ausiliario nell'unità alimentatrice a corrente alternata di rete.

La parte trasmettente

La parte trasmittente dell'apparato comincia con un pre-

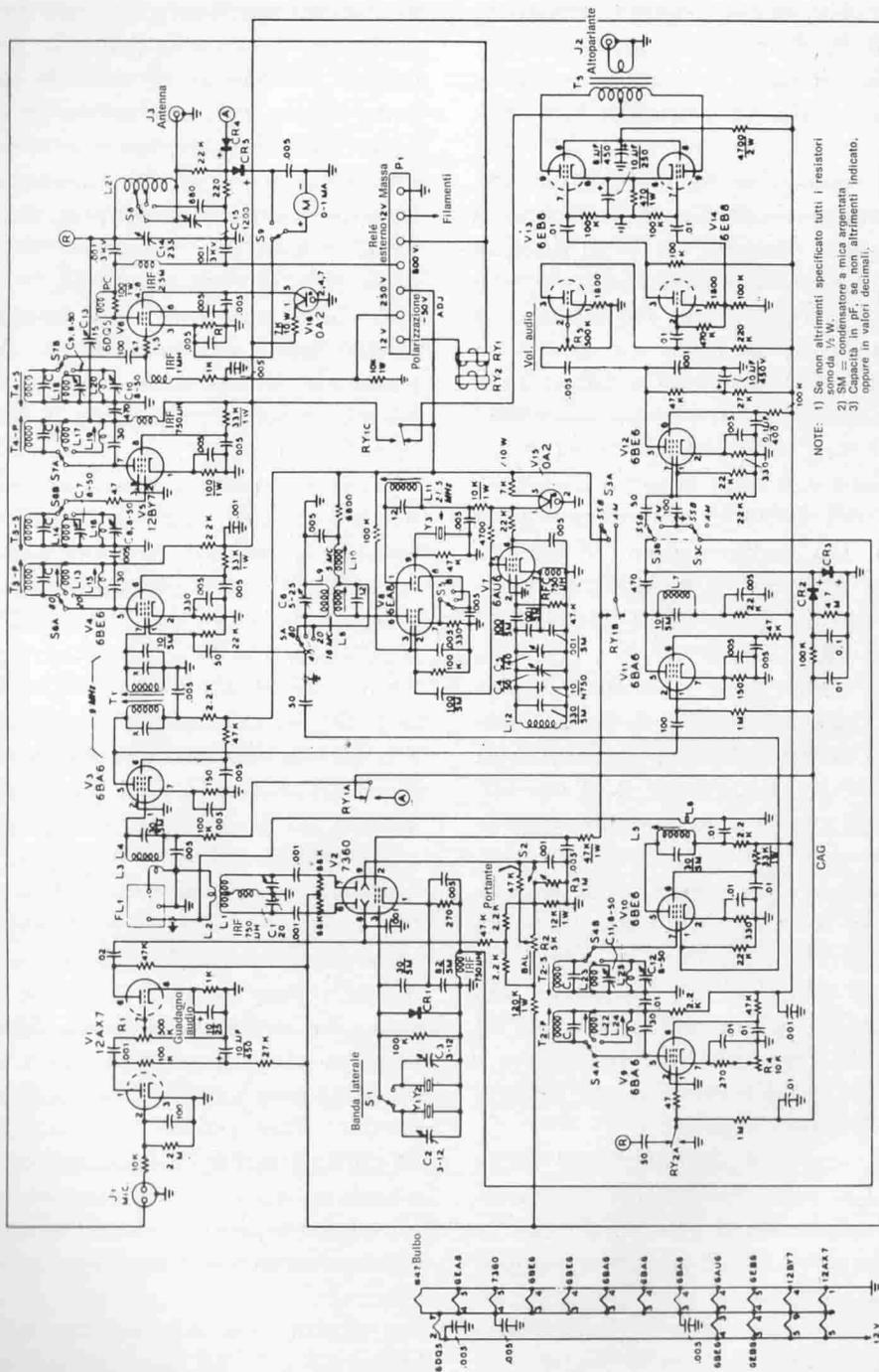


Figura 27

SCHEMA ELETTRICO DEL RICETRASMETTITORE

ELENCO COMPONENTI DELLO SCHEMA DI FIG. 27

- C_1 - condensatore differenziale 20 pF (E. F. Johnson 160-311).
 C_2, C_3 - condensatore variabile ceramico 12 pF (Centralab CRL-827).
 C_4 - 50 pF (Hammarlund MAPC).
 C_5 - 140 pF (Hammarlund MC-140 M).
 C_6 - condensatore variabile ceramico 25 pF (Centralab CRL-827).
 C_7, C_{12} - condensatore variabile ceramico 50 pF (Centralab CRL-827).
 C_{13} - 15 pF (Hammarlund MAPC).
 C_{14} - 235 pF (Bud 1859).
 C_{15} - 1200 pF, condensatore del tipo da radioricevitori a tre sezioni (J. W. Miller 2113).
 $CR_1 \div CR_5$ - diodo 1N34 o equivalente.
 FL_1 - filtro banda laterale a 9 MHz a quarzo (Mc Coy SSB-9, Mc Coy Electronics, Mt. Holly Springs, Pa.).
 M - 1 mA fondo scala quadrato 44 mm (Cal-Rad o equivalente).
 PC - impedenza contro le oscillazioni parassite. 7 spire filo smaltato da 1 mm avvolte su resistore ad impasto da 100 Ω -1 W.
 P_1 - presa alimentazione per montaggio su chassis a 8 contatti (Cinch-Jones P-308AB).
 R_3 - potenziometro 1 M Ω con interruttore S_2 .
 R - shunt per strumento per portata a 300 mA. Circa 25 cm filo rame 0,2 mm avvolto su un resistore da 47 Ω -1/2 W situato sul terminale catodico del tubo 6DQ5.
 IRF - 2,5 mH, 300 mA (National R-300 U).
 RY_1 - relé a tre commutazioni, bobina a 12 V cc (Potter-Brumfield KM-14 D o equivalente).
 RY_2 - relé a due commutazioni, bobina a 12 V cc (Potter Brumfield KM-11 D o equivalente).
 S_3, A, B, C - commutatore a piastrina a 3 vie, due posizioni (Centralab CRL PA1007).
 $S_4A, B; S_5A, B; S_6A, B; S_7A, B; S_8$ - sezioni di piastrina ceramica a due vie (Centralab PA-2 ciascuna, assiemate sul Centralab PA301).
 T_1 - trasformatore, 10,7 MHz a FI tipo TV (J. W. Miller 1463). [X indica componente interno].
 T_2, T_3, T_4 - trasformatore di accoppiamento fra gli stadi a 4,5 MHz tipo TV (J. W. Miller 6270). [c indica componente interno].
 T_5 - trasformatore di uscita universale 10 K anodo-anodo (Stancor A-3823).
 Y_1 - quarzo a 8898,5 kHz (fornito con FL_1).
 Y_2 - quarzo a 9001,5 kHz (fornito con FL_1).
 Y_3 - quarzo a 21,50 MHz (International Crystal Co. FA-5).

amplificatore microfonico a due stadi 12A7 (V_1) che pilota un oscillatore di portante — modulazione bilanciata — (V_2) del tipo 7360. Quando si trasmette viene applicata la tensione alle placche di collettore del tubo 7360 tramite il relé RY_1C e la portante viene generata dalla sezione triodo del tubo che funziona come oscillatore a quarzo. La scelta della banda laterale superiore o inferiore è effettuata scegliendo opportunamente il quarzo mediante il commutatore-selettore di banda laterale S_1 . Il circuito anodico del modulatore bilanciato del tubo 7360 è accoppiato con link al filtro a 9 MHz per la reiezione della banda laterale indesiderata e il passaggio della banda laterale desiderata al comune amplificatore a FI 6BA6 (V_3). Il segnale a banda laterale viene poi accoppiato median-

te trasformatore al mescolatore del trasmettitore 6BE6 (V_4). Questo stadio mescolatore riceve la tensione di mescolazione dagli stadi oscillatore a frequenza variabile e premescolatore-separatore (V_7-V_8) alla stessa maniera come avviene per il ricevitore. L'uscita del mescolatore del trasmettitore 6BE6 è su 80 o su 40 oppure su 20 m ed è accoppiata a banda passante, sulla banda desiderata, ad uno stadio pilota-amplificatore 12BY7 (V_5). Questo stadio, a sua volta, è accoppiato a banda passante ad un tubo 6DQ5 neutralizzato (V_6) che funziona come amplificatore lineare in classe AB_1 .

Il circuito volano finale dell'amplificatore è con configurazione a π , che fornisce una buona attenuazione alle armoniche ed è di facile regolazione.

Costruzione del ricetrasmittitore La costruzione del ricetrasmittitore è facile e non costituisce alcun problema per un radiodilettante esperto. L'oscillatore a frequenza variabile viene costruito come unità separata e può essere provato e allineato prima che esso venga installato nel ricetrasmittitore. La parte ricevente dell'apparato dovrà essere cablata e provata prima di completare le varie parti del trasmettitore.

Il ricetrasmittitore è costruito su un telaio di ferro da $25 \times 30 \times 7,5$ centimetri. La disposizione dei principali componenti e la posizione da dare agli schermi può essere osservata nelle fotografie e nei disegni. Lo zoccolo del tubo amplificatore 6DQ5 è incassato in modo che l'altezza del pannello sia solo di 17,5 cm.

Sono usate parti normali, fatta eccezione del condensatore di accordo dell'oscillatore a frequenza variabile.

L'oscillatore a frequenza variabile è costruito come unità separata sulla struttura di un condensatore comandato ad ingranaggi, tolto dallo stadio amplificatore di un trasmettitore residuo bellico SCR-274N/ARC5. Si impiegheranno solo l'ingranaggio a chiocciola e la struttura del telaio, mentre le lamine originali del condensatore verranno tolte (Figura 28). Un condensatore variabile, del tipo per ricevitore, da 140 pF, verrà installato nella struttura al posto del gruppo di lamine del condensatore originario, inserendo l'ingranaggio pilota caricato a molla sull'alberino del nuovo condensatore in modo che

esso ingrani con l'ingranaggio a chiocciola che prima pilotava il rotore del condensatore originario. Lo spazio libero internamente alla strut-

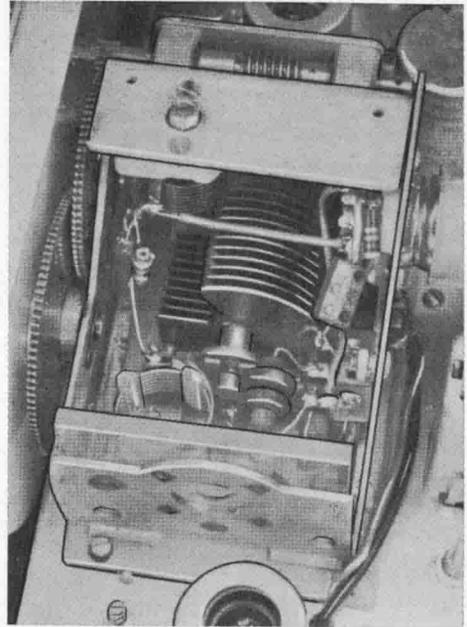


Figura 28

VISTA DELL'OSCILLATORE DEL RICETRASMETTITORE

Lo stabile oscillatore a frequenza variabile per il ricetrasmittitore a tre bande è costruito sulla struttura del condensatore SCR-274N. Le lamine del condensatore vanno tolte e sostituite con il condensatore da 140 pF. Un piccolo squadretto fissato alla struttura sostiene il condensatore di compensazione C_1 . E' immediatamente visibile la bobina dell'oscillatore a frequenza variabile avvolta in aria, cementata su un robusto blocco di polistirolo da 6 mm che a sua volta è fissato alla struttura metallica del condensatore. Lo zoccolo del tubo oscillatore è montato a fianco del condensatore e il capifilo dietro di esso sostiene l'impedenza a radiofrequenza catodica e i vari condensatori a mica. Le connessioni dell'unità dell'oscillatore a frequenza variabile terminano su una striscia con capifili montata sotto lo zoccolo del tubo.

tura verrà usato per montare i vari componenti dell'oscillatore a frequenza variabile, come si vede nella fotografia. Una piastra di alluminio viene avvitata alla struttura posteriore per sostenere lo zoccolo del tubo V_7 e uno schermo sagomato a L verrà posto sulla sommità e sulla fine della struttura per racchiudere tutto l'insieme.

Un quadrante circolare ricavato da una lastra di materiale plastico o di plexiglas da 1,5 mm di spessore verrà posto sul grande ingranaggio, in luogo del quadrante metallico originario. Il nuovo quadrante verrà verniciato di bianco a spruzzo sul davanti e le incisioni di taratura saranno scritte con inchiostro di china.

L'oscillatore a frequenza variabile, completo, verrà fissato ad una piastra di base di alluminio di 3 mm di spessore, avente una superficie leggermente più grande rispetto al telaio del condensatore. Il gruppo completo verrà quindi fissato allo chassis del ricetrasmittitore facendo in modo che il centro del quadrante coincida con la linea centrale dello chassis. Il quadrante di materiale plastico sposterà sotto la parete frontale dello chassis e ciò richiederà una leggera quantità di interspazio in modo che esso non strisci. Il pannello verrà posto distante dalla parete anteriore dello chassis mediante opportune rondelle di fissaggio e mediante i dadi che fissano i vari comandi, lasciando così lo spazio per il quadrante. Il pannello verrà fissato al suo posto con un secondo dado su ogni comando. Il bordo superiore del pannello e la parete posteriore

dello chassis sono fissati alla custodia filettata tutt'intorno, per ottenerne così una struttura rigida, immune dalle vibrazioni.

Disposizione dei componenti La maggior parte dei componenti principali sono montati sullo chassis come si vede nelle Figure 29 e 30. La presa di antenna (J_3), la presa di alimentazione (P_1) e il jack per l'altoparlante esterno (J_2) sono posti sulla parete posteriore dello chassis mentre tutti gli altri comandi principali sono montati sul pannello anteriore, fatta eccezione del condensatore di bilanciamento di fase (C_1) e del potenziometro di bilanciamento di tensione (R_2) che invece sono posti sullo chassis, posteriormente allo zoccolo del tubo 7360. Questi comandi dovranno essere regolati soltanto durante l'allineamento iniziale e di solito non richiedono alcuna regolazione successiva.

Il commutatore principale di banda è situato sotto la linea centrale dello chassis con le sezioni di piastrine S_{4-7} (comprese), fissate singolarmente a piccole partizioni che agiscono come schermi fra gli stadi. La piastrina di commutatore S_8 per la bobina del circuito volano anodico dell'amplificatore 6DQ5 è montata nel comparto dell'amplificatore sulla parete posteriore del telaio, sotto la bobina volano (L_{21}) e i fili di connessione dalla bobina vanno sotto il piano del telaio attraverso un foro ovale nello chassis. L'alberino di questo commutatore è a comando

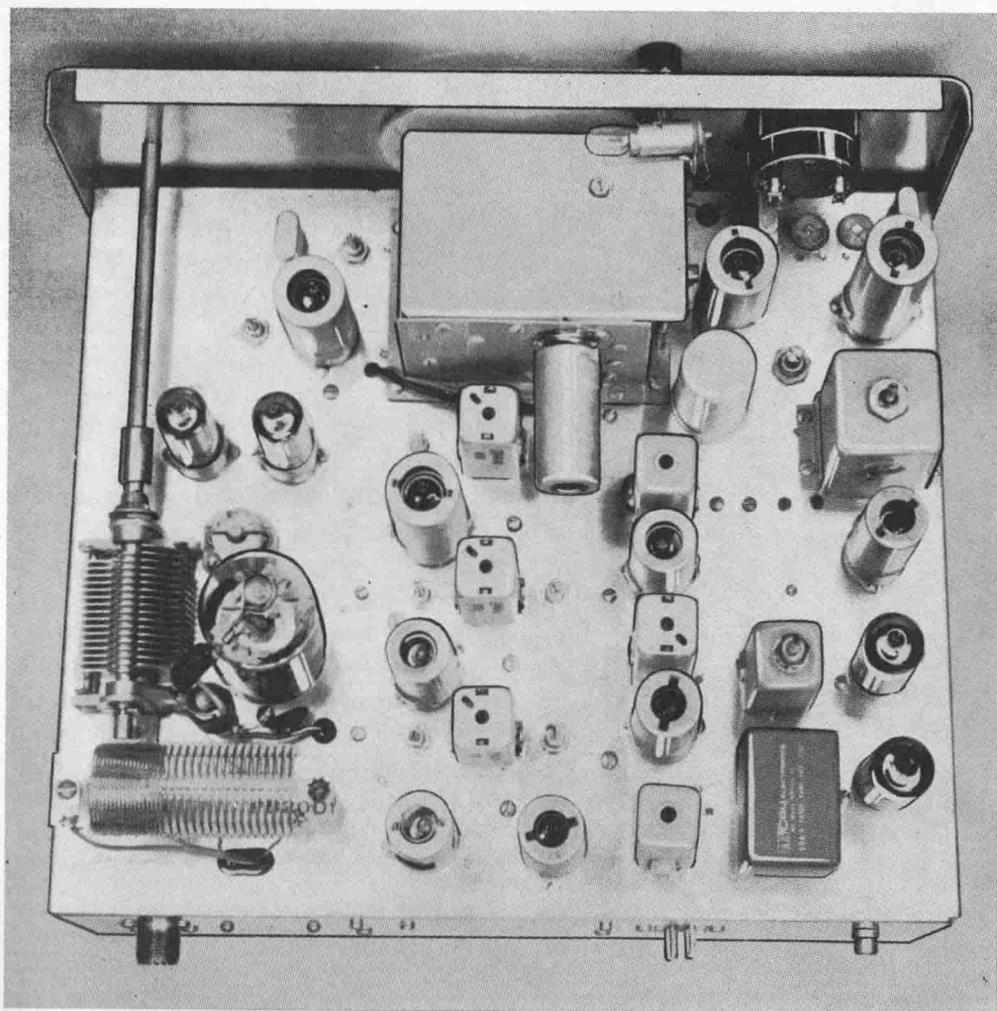


Figura 29

IL RICETRASMETTITORE A TRE BANDE VISTO DALL'ALTO

L'identificazione dei vari componenti può essere effettuata confrontando questa figura con il disegno di Fig. 30 che indica la disposizione del telaio. L'oscillatore a frequenza variabile è al centro dietro il pannello, che è distanziato dallo chassis per ottenere lo spazio sufficiente per il quadrante circolare. La lampadina spia è sul comparto dell'oscillatore, con il condensatore di compensazione dell'oscillatore (C_1) regolabile dall'alto della custodia. I quarzi di portante e i loro condensatori di compensazione (C_2 - C_3) sono visibili sotto lo strumento del pannello, a destra. Sulla parete posteriore del telaio vi sono (da sinistra a destra): la presa coassiale di antenna (J_3), la presa di alimentazione (P_1) e la presa a jack per l'altoparlante (J_2).

unico con l'alberino del commutatore principale di banda, mediante un sistema di levette illustrato nella Fig. 31. Due piccole braccia a leva verranno ricavate da un accoppiatore di alberino flessibile. Un braccio è infilato sull'alberino del commutatore principale di banda nel punto dove questo entra nella piastra di schermo posta sotto il telaio dietro il pannello principale e il secondo

braccio è fissato all'alberino di prolungamento di fibra che comanda la piastrina di commutatore dell'amplificatore (S_8) montata sulla parete posteriore dello chassis.

I due bracci sono interconnessi mediante una stretta striscia di alluminio avente a ciascuna estremità un foro per le piccole viti che lo assicurano alle due levette. Le boccole nella piastra di schermo funzionano co-

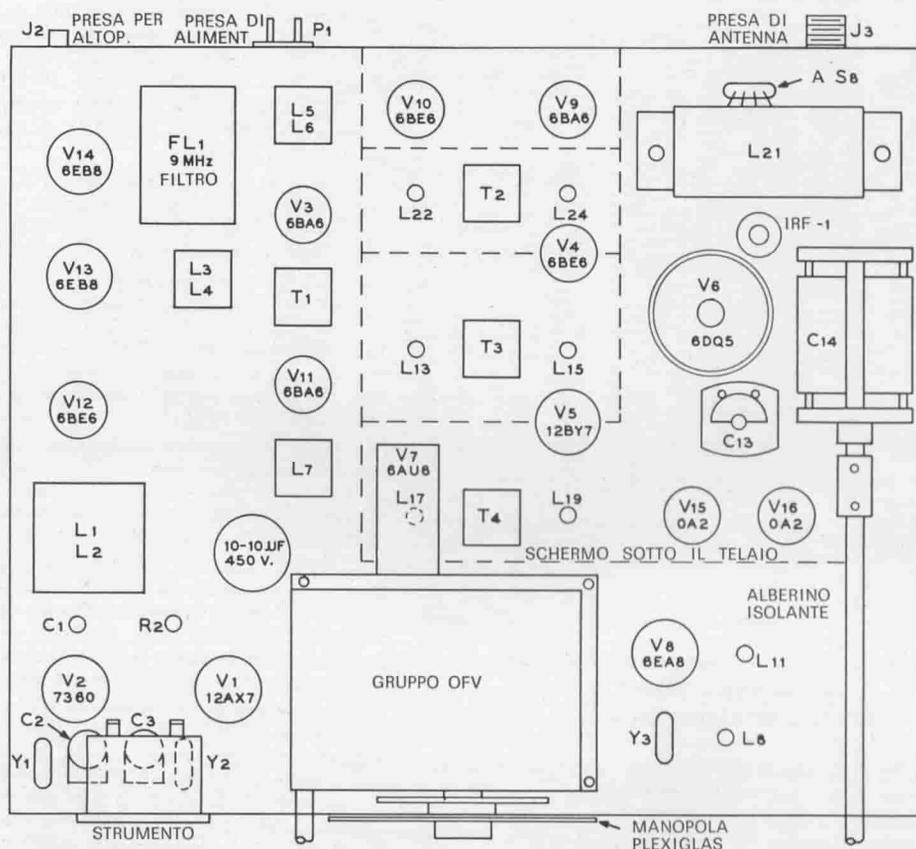


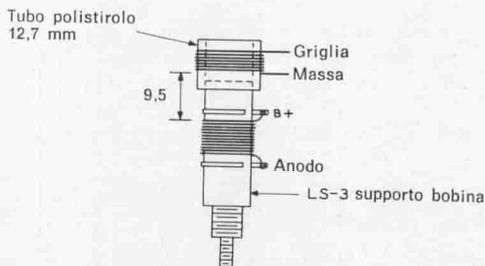
Figura 30

POSIZIONE DEI COMPONENTI PRINCIPALI SULLO CHASSIS DEL RICETRASMETTITORE

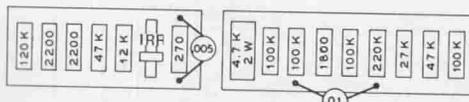


Figura 31

DETTAGLIO DEI BRACCI DEL COMMUTATORE DI BANDA



BOBINA BANDA PASSANTE



Componenti per il circuito modulatore bilanciato Componenti per il circuito rivelatore audio e a prodotto
DISPOSIZIONE DEL PANNELLO CON TERMINALI

Figura 32

TABELLA DELLE BOBINE PER IL RICETRASMETTITORE

- L_1 - 12 spire bifilari (24 in totale) filo smaltato da 0,5 mm, strettamente avvolte sul supporto bobine con accordo a permeabilità, diametro 12,7 mm (National XR-50). Accordare su 9 MHz.
- L_2 - 4 spire filo collegamenti 0,5 mm avvolte attorno al centro di L_1 .
- L_3 - 4 spire filo collegamenti 0,5 mm sull'estremità fredda di L_4 .

- L_4, L_5, L_7 - 30 spire filo smaltato 0,25 mm avvolte strettamente su supporto da 7,9 mm di diametro. Accordare su 9 MHz.
- L_6 - 4 spire filo collegamenti 0,5 mm sull'estremità fredda di L_5 .
- L_8 - 12 spire filo smaltato 0,5 mm avvolte strettamente su supporto da 9,5 mm di diametro con accordo a permeabilità (CTC-LS3 e equivalente). Accordare su 16 MHz.
- L_9 - 8 spire filo smaltato 0,5 mm avvolte strettamente su tubo di polistirolo da 9,5 mm di lunghezza e 12 mm di diametro inserito sull'estremità superiore della bobina L_8 per costituire il trasformatore del premescolatore. Accordare su 16 MHz.
- L_{10} - bobina su nucleo di ferrite con spire tolte così da risonare su 5 MHz (J. W. Miller 6300).
- L_{11} - 15 spire filo smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente su supporto da 9,5 mm con accordo a permeabilità (CTC-LS3). Accordare su 21,5 MHz.
- L_{12} - 7,5 spire filo 0,8 mm, diametro 19 mm, lunghezza 19 mm (B e W 3011). Accordare da 5 a 5,35 MHz.
- L_{13}, L_{17}, L_{22} - 30 spire filo smaltato da 0,25 mm avvolte strettamente su supporto da 9,5 mm con accordo a permeabilità (CTC-LS3). Accordare su 7 MHz.
- L_{14}, L_{18}, L_{23} - 25 spire filo smaltato 0,25 mm avvolte strettamente su tubo di polistirolo da 19,5 mm di lunghezza e 12,7 mm di diametro, cementato sulle estremità di L_{13}, L_{17}, L_{22} per costituire il trasformatore a banda passante (vedi disegno). Accordare su 7 MHz.
- L_{15}, L_{19}, L_{24} - 14 spire filo smaltato da 0,32 mm avvolte strettamente su un supporto da 9,5 mm di diametro con accordo a permeabilità (CTC-LS3). Accordare su 14 MHz.
- L_{16}, L_{20}, L_{25} - 12 spire filo smaltato 0,32 mm avvolte strettamente su tubo di polistirolo da 12,5 mm di diametro e 9,5 mm di lunghezza cementate sulle estremità di L_{15}, L_{19}, L_{24} per costituire il trasformatore a banda passante. Accordare su 14 MHz.
- L_{21} - bobina volano dell'amplificatore finale. 32 spire filo 1,3 mm, con 16 spire distanziate di 2 volte il diametro del filo; le altre 16 spire distanziate del diametro del filo. La bobina ha un diametro di 25 mm, è lunga 63,5 mm, con prese intermedie alla 10^a e 18^a spira dell'estremità anodica (Eir-Dux 820-D10).

Nota: L_4, L_5 e L_7 sono montate in una scatola schermante quadrata da 20 mm simile al trasformatore T_1 .

me cuscinetti per l'alberino del commutatore.

Le bobine passabanda sono costruite alla maniera indicata nella

tabella delle bobine (Fig. 32), con eccezione per le bobine per la banda di 80 m. Queste verranno agevolmente costruite mediante trasforma-

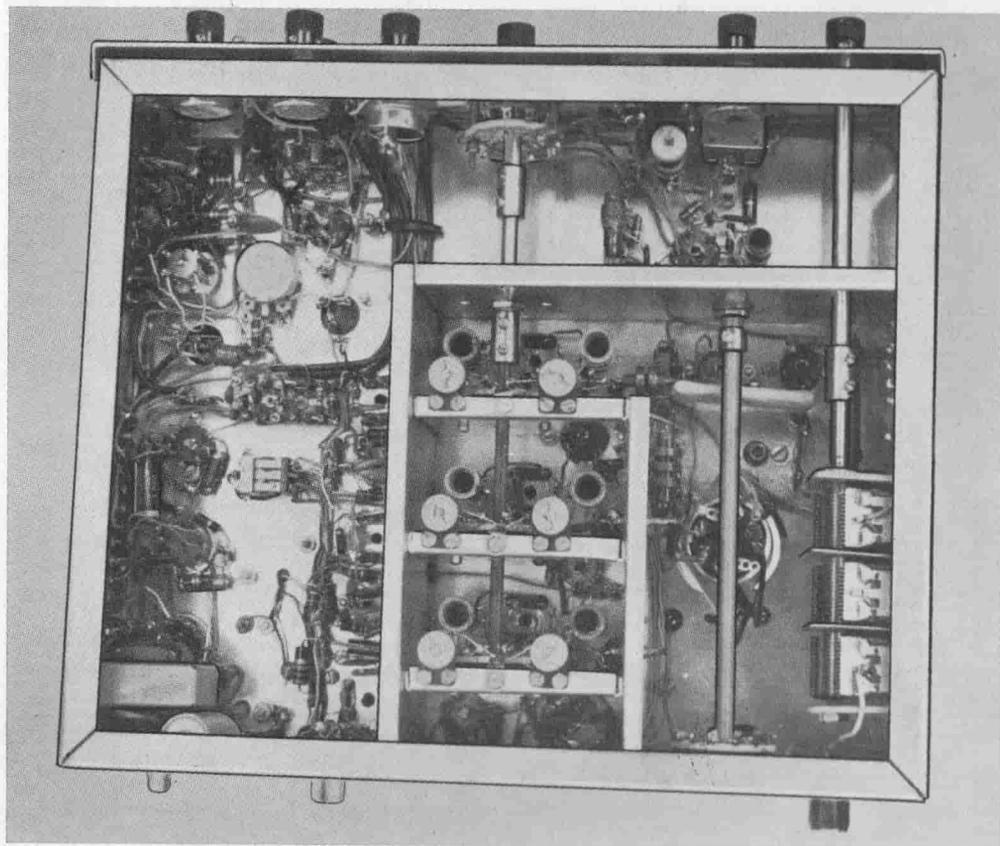


Figura 33

IL TELAIO DEL RICETRASMETTITORE VISTO DAL BASSO

La posizione degli schermi attorno ai circuiti accordati può essere vista sulla parte destra dello chassis. I condensatori di compensazione per i circuiti a 40 e 20 m sono montati sulle partizioni come le piastrine del commutatore. Il primo settore del commutatore dietro il pannello frontale è S_5 . Il condensatore di carico di antenna a 3 sezioni è fissato sulla parete laterale dello chassis vicino alla presa di antenna e al commutatore del circuito volano S_8 . La parete laterale opposta serve per montare il trasformatore di uscita ad audiofrequenza (T_3) e due listelli con terminali che sostengono molti dei resistori e condensatori dei circuiti del modulatore bilanciato e audio. Le piastrine con terminali e i capofili servono per montare i piccoli componenti in maniera che questi possano resistere alle vibrazioni che si hanno nel funzionamento sugli autoveicoli. Il relé di antenna (RY_2) è montato sulla parete posteriore sopra lo zoccolo del tubo 6BE6 (V_{10}). Il relé di commutazione di tensione (RY_1) è montato al centro dell'area dello chassis, fra i tubi dell'amplificatore a FI e i tubi ad audiofrequenza.

tori di accoppiamento fra stadi a 4,5 MHz per televisione (T_2 , T_3 e T_4) le quali, senza alcuna variante, forniscono il desiderato effetto di banda passante in virtù dell'accordo sfalsato fra 3,8 e 4 MHz.

Una grande attenzione deve essere posta ai collegamenti prima di sistemare le partizioni di schermo o le sezioni del commutatore. Le piastrine del commutatore vengono installate una alla volta, cominciando con il settore del ricevitore verso il retro dello chassis. Gli schermi late-

rale e frontale sono costruiti con alluminio sottile e verranno montati per ultimo essendo fissati, l'uno all'altro, alle partizioni del commutatore e allo chassis così da costituire un insieme rigido (Fig. 33).

Per i piccoli componenti del modulatore bilanciato e del sistema audio sono usate piastrine isolanti con terminali. Altri piccoli componenti sono montati sui terminali degli zoccoli dei tubi e su piastrine con terminali da saldare.

TABELLA I

TABELLA DELLE TENSIONI AGLI ZOCCOLI DEI TUBI									
TUBI	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1	100	-2	0	F	F	180	-0.5	1	-
V_2	3	150	-	F	F	220	220	18	18
V_3	-	0	F	F	220	100	1.8	-	-
V_4	-	2	F	F	240	75	0	-	-
V_5	2	-	0	F	F	F	240	110	0
V_6	-50	F	-	150	-50	-	F	150	-
V_8	100	-	125	F	F	200	3	3	-
V_9	-	0	F	F	220	100	1.8	-	-
V_{10}	-	2.5	F	F	225	80	0	-	-
V_{11}	-	1.8	F	F	220	100	1.8	-	-
V_{12}	-	0.8	F	F	200	35	0.8	-	-
V_{13}	1	-	100	F	F	3	-	180	240
V_{14}	70	-	175	F	F	3	-	180	240

NOTE: Le misure sono state effettuate col voltmetro da 20.000 Ω per volt e possono variare del $\pm 10\%$.
 Tensioni - 0 sui piedini 6, 7, 8, 9 di V_2 in ricezione.
 Tensione - 120 sul piedino 2 di V_2 in ricezione.
 Guadagno a RF e guadagno audio al massimo.

Esigenze di alimentazione:	Alta tensione: 600 - 800 V - 300 mA, solo in trasmissione.
Bassa tensione: 250 V - 115 mA in ricezione, 80 mA in trasmissione.	Filamenti: 12,6 Vca oppure cc, 4 A.
Polarizzazione: - 50 Vcc - 5 mA.	Relé: 12 Vcc, 80 mA solo in trasmissione.

Prova e allineamento Il ricetrasmittitore funzionerà con qualunque alimentatore in grado di fornire tra 500 e 800 V ad un carico intermittente di 250 mA, per l'amplificatore finale e in grado di fornire 250 V con 125 mA per le sezioni del ricevitore e per l'eccitatore. Per la polarizzazione occorrono — 50 V con 5 mA (regolabile).

Per impiego come stazione fissa e per l'allineamento sulle bande da lavoro può essere molto utile un alimentatore del tipo a duplicatore di tensione, impiegante un trasformatore di ricambio per televisione. Due avvolgimenti da 6,3 V in serie forniranno la tensione per i filamenti e questa può essere rettificata per ottenere la corrente continua per l'eccitazione del relé. È anche necessario un alimentatore da — 50 V per lo stadio amplificatore finale.

Allineamento dell'oscillatore a frequenza variabile e del premescolatore Il primo passo nella procedura di allineamento consiste nel regolare l'oscillatore a frequenza variabile principale in modo che esso si accordi nel campo di frequenze da 5 a 5,35 MHz. Siccome l'oscillatore a frequenza variabile è costruito come un gruppo separato, esso può essere allineato e provato prima di venire installato sullo chassis, applicando la tensione ai vari terminali e controllando la frequenza con un radioricevitore ben tarato in grado di ricevere il campo di frequenze di lavoro dell'oscillatore. Un frequenzimetro BC221

sarà molto utile a questo scopo. L'oscillatore a quarzo a 21,5 MHz (V_8) e lo stadio premescolatore possono essere regolati con un voltmetro elettronico ed una sonda a radiofrequenza inseriti sul cursore del commutatore S_{5A} . Con il commutatore di banda nella posizione 80 o 20 m, si osserverà in questo punto una tensione e si regolerà il nucleo della bobina L_{10} fino ad ottenere la massima indicazione.

Questa bobina è lascamente risonante nella regione dei 5 MHz ed è accordata per una lettura di uscita che non oltrepassi i 2 V efficaci.

Con il commutatore di banda nella posizione 40 m, si collega il catodo della sezione triodo del premescolatore 6EA8 con il catodo della sezione pentodo, eccitando lo stadio dell'oscillatore a quarzo e cambiando il circuito in un mescolatore con accoppiamento catodico.

Si regolerà il nucleo della bobina dell'oscillatore a quarzo L_{11} per la massima tensione a RF sulla griglia della sezione triodo di V_8 . Le bobine del premescolatore (L_8 e L_9) vanno accordate per la massima tensione a RF sul cursore del commutatore S_{5A} . La tensione misurata in questo punto è il prodotto a 16 MHz delle frequenze del quarzo e dell'oscillatore a frequenza variabile.

Allineamento della FI del ricevitore e degli 80 m

La FI del ricevitore viene allineata disattivando l'oscillatore a frequenza variabile ed iniettando un segnale a 9 MHz sulla

griglia di entrata (piedino N. 7) del tubo mescolatore del ricevitore 6BE6 (V_{10}).

Le bobine a FI (L_1 , L_5 ed L_7) e il solo primario del trasformatore T_1 vanno accordati per la massima risposta al segnale, impiegando la tensione CAV come indicazione della risonanza.

Con il commutatore di banda nella posizione 80 m e l'oscillatore a frequenza variabile funzionante, si inietta un segnale a 4 MHz sulla presa di antenna e si accorda il primario del trasformatore a RF T_2 per il massimo segnale. Questo trasformatore è accordato con accordo sfalsato, facendo risonare il secondario su 3,8 MHz e controllando in vari punti e apportando leggeri aggiustamenti del nucleo si dovrà ottenere una risposta sufficientemente piatta sul campo desiderato di 200 kHz.

Occorre notare che la regolazione del circuito volano dell'amplificatore finale (che è il circuito di entrata quando si riceve) deve denotare un leggero massimo quando si accorda un'estremità o l'altra del campo di 200 kHz.

Allineamento del ricevitore su 40 e 20 m L'accordo delle bobine a RF a banda passante sui 40 e 20 m viene effettuato in maniera differente. Le bobine di griglia (L_{23} , L_{25}) vengono temporaneamente dissaldate dal commutatore di banda (S_1B) per toglierle dal circuito attivo e si usa un ondometro-oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) per correggere

la frequenza dei circuiti primari (L_{22} , L_{24}) regolandone i nuclei. La bobina anodica sui 40 m viene regolata su 7,3 MHz e la bobina anodica su 20 m su 14,35 MHz.

Le bobine di griglia vengono poi risaldate ai terminali del commutatore di banda e si toglie dal suo zoccolo il tubo amplificatore a RF 6BA6 (V_9). Ciò accresce la frequenza di risonanza dell'avvolgimento primario in modo che esso non influisca sulla regolazione del circuito di griglia. Le bobine di griglia sono poi controllate con l'ondometro oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) su 7 e 14 MHz. Con il tubo a RF reinserito nel suo zoccolo si può riaccendere il ricetrasmittitore e controllare il funzionamento del ricevitore su ciascuna banda.

Allineamento del trasmettitore L'allineamento della sezione trasmittente è effettuato con l'alta tensione staccata e con la tensione di griglia schermo tolta dall'amplificatore 6DQ5. Se si collega il tubo stabilizzatore di tensione di schermo OA2 in modo che il resistore di caduta vada al piedino n. 1 e il terminale di schermo al piedino n. 5, la tensione di schermo risulterà staccata quando si toglie il tubo OA2 dal suo zoccolo, dato che l'OA2 ha un cavallotto interno fra questi piedini.

La maggior parte dell'allineamento del trasmettitore verrà completata dopo che la sezione del ricevitore sia stata regolata. La bobina anodica del modulatore bilanciato

7360 (L_1) verrà accordata per prima, ponendo la sonda a RF del voltmetro elettronico sulla griglia (piedino n. 7) del tubo mescolatore trasmittente 6BE6 (V_4) per ottenere un'indicazione della tensione a RF.

Il circuito trasmittente verrà energizzato, premendo il pulsante « premere per trasmettere » sul microfono (con il controllo di guadagno del microfono R_1 abbassato). Il controllo di portante R_3 verrà avanzato in modo da fornire l'iniezione della portante fino ad ottenere una lettura sul voltmetro elettronico.

Il nucleo della bobina L_1 verrà regolato per la massima indicazione a RF. Il condensatore di bilanciamento di fase C_1 dovrà essere regolato per un'eguale capacità e il potenziometro di bilanciamento di tensione R_2 verrà posto vicino al centro di rotazione. Quando viene distaccato il controllo della portante, la tensione a RF indicata diminuirà e si dovrà regolare il potenziometro di bilanciamento R_2 per la minima indicazione a RF.

Questa è la regolazione per la soppressione della portante e a questo punto il condensatore di bilanciamento di fase dovrà essere ritoccato leggermente fino ad ottenere la minima indicazione possibile a RF. Entrambi i controlli influiscono sulla soppressione della portante e sono leggermente interdipendenti e dovranno essere regolati alternativamente per la più bassa lettura del voltmetro elettronico.

Tutta la procedura può essere controllata mediante un ricevitore usato come sonda a RF, con il termi-

nale di antenna posto vicino allo zoccolo del tubo mescolatore del trasmettitore 6BE6 (V_4).

Regolazione dell'oscillatore della portante

I condensatori C_1 e C_2 sui quarzi delle bande laterali superiore ed inferiore serviranno per accordare le frequenze del quarzo per una corretta posizione della portante sul ramo in pendenza del filtro di banda laterale. Per realizzare la necessaria reiezione di banda laterale di 40 dB, l'oscillatore di portante deve essere posto a 1.500 Hz sopra o sotto la frequenza centrale di 9 MHz del filtro. La soppressione della portante risente anche della corretta regolazione della frequenza della portante sul ramo in pendenza del filtro. Quando si effettuano le regolazioni di frequenza, occorrerà controllare la soppressione della portante su entrambe le posizioni di banda laterale superiore ed inferiore. La minima indicazione di tensione con la portante interdotta dovrà essere quasi la stessa con entrambi i quarzi. La regolazione finale potrà essere effettuata con modulazione vocale, cercando di ottenere la migliore qualità audio sull'una o sull'altra banda laterale, ascoltata in un ricevitore vicino.

Regolazione della banda passante

I circuiti di banda passante negli stadi amplificatori lineari del trasmettitore vanno allineati nella stessa maniera come i circuiti del ricevitore, impiegando la

iniezione della portante dall'uno o dall'altro quarzo di banda laterale. Le bobine per 20 e 40 m verranno controllate con un ondometro oscillatore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter), come prima, ma i trasformatori T_3 e T_4 per 80 m, così come il secondario di T_1 , verranno regolati con la tensione applicata al trasmettitore e i nuclei dei trasformatori verranno accordati per una uniforme indicazione della tensione di pilotaggio del tubo 6DQ5 sul campo di accordo di 200 kHz con la sonda a RF posta sulla griglia del tubo 6DQ5. Si può ottenere con piena iniezione di portante una tensione massima di 15 o 20 V efficaci. Nelle condizioni finali di funzionamento, le bobine a 40 e 20 m possono richiedere ulteriori piccole regolazioni per ottenere un uniforme pilotaggio su queste bande.

Neutralizzazione dell'amplificatore

L'ultimo passo consiste nel neutralizzare lo stadio amplificatore finale. Con le tensioni anodica e di schermo disinserite e con il pilotaggio di griglia applicato al tubo 6DQ5, la neutralizzazione verrà ottenuta ponendo la sonda a RF sulla presa di antenna e regolando il condensatore di neutralizzazione C_{13} per la minima indicazione a RF quando il circuito volano del tubo 6DQ5 è accordato alla risonanza.

Regolazione dell'amplificatore finale

La polarizzazione dell'amplificatore verrà regolata in modo da fornire

una corrente, in assenza di segnale, di 50 mA. Il ricetrasmittitore dovrà essere accoppiato ad un carico fittizio e il carico e il pilotaggio di griglia (inserzione della portante) dovranno essere regolati fino ad ottenere il desiderato livello di entrata.

Il carico di antenna richiede che venga ottenuto un rapporto fisso fra pilotaggio di griglia ed impedenza di carico anodico.

Il massimo livello di pilotaggio è fisso ed il carico viene regolato a questo livello e può essere aumentato fino a che si osserva un appiattimento nel massimo di risposta su un oscilloscopio di controllo. Si ha vantaggio ad utilizzare il rapporto elevato fra potenza di picco e potenza media nella voce umana, e si possono ottenere fino a 200 W di potenza di picco di alimentazione dal tubo 6DQ5 senza sovraccaricare il tubo.

La iniezione della portante e le condizioni di accordo, d'altro canto, impongono le condizioni di massime dissipazioni sul tubo e le condizioni di funzionamento alla massima entrata dovranno essere limitate ad un periodo di 20 secondi o meno, in 1 minuto, dato che la dissipazione del tubo sarà vicina a 65 W in queste condizioni. Con la voce media, l'indicazione della corrente anodica di picco dello strumento dovrà aggirarsi su circa il 50 % della corrente anodica che si ha con la piena iniezione della portante, anche tenendo conto dell'azione del controllo automatizzato di livello su questo circuito. Così, sotto condizioni di accordo intermittente della portante e con po-

tenziale anodico di 800 V, la massima corrente anodica potrà spingersi fino ad oltre 275-300 mA, ciò che indica che i picchi di voce si aggirano intorno a 125 o 175 mA di lettura dello strumento. Eccessive correnti anodiche di picco, indicate dallo strumento durante la trasmissione vocale, indicano un appiattimento della cresta dell'onda e conseguente distorsione del segnale.

1-6 Sistema convertitore a basso rumore a 432 MHz.

Il sistema convertitore per VHF descritto in questo paragrafo rende possibile al radioamatore di costruire un convertitore a basso rumore a 432 MHz con grande facilità

La tecnica costruttiva « a blocchi » rende possibile accertarsi che ogni stadio funzioni correttamente e permette di apportare varianti al circuito, in conseguenza delle prove, senza dover smantellare tutto il convertitore.

Ad esempio, si possono costruire per primi gli stadi mescolatore e oscillatore locale, che possono essere usati per funzionamento locale « da punto a punto ».

Come stadio successivo si possano aggiungere l'amplificatore a RF a basso rumore e l'amplificatore a FI, per conseguire il massimo delle prestazioni di ricezione a basso rumore, ottenibili con un amplificatore parametrico.

Le prove effettuate con questo convertitore su 432 MHz consentono

di asserire che questo sistema convertitore può senz'altro costituire un'utile aggiunta a qualunque importante stazione in VHF.

Descrizione del sistema Il convertitore a 432 MHz è costruito in stadi separati e converte un segnale a 432 MHz in un segnale a 29 MHz che può essere ricevuto da un buon radiorecettore professionale il quale funziona da apparato amplificatore a frequenza intermedia accordabile. Il convertitore impiega un sistema oscillatore locale controllato a quarzo e i circuiti a RF non richiedono un accordo critico, dopo aver effettuata la regolazione iniziale.

Il convertitore è veramente « ibrido », poichè esso impiega uno stadio a RF a transistori, un mescolatore a diodo, un amplificatore a frequenza intermedia a nuvistor e tubi miniatura convenzionali nella catena oscillatore locale-moltiplicatore di frequenza.

Con questo circuito si ottiene un fattore di rumore di circa 3,5 dB. In esso si usa la costruzione modulare e ogni stadio è contenuto nella sua propria scatola di alluminio. Questo sistema fornisce un eccellente isolamento circuitale fra gli stadi e consente al costruttore di controllare ogni volta uno stadio, prima di passare al successivo.

Per ottenere una buona massa a RF per ciascuna unità è usata una piastra da circuito stampato su materiale fenolico e rivestita di rame, la quale consente anche di semplifi-

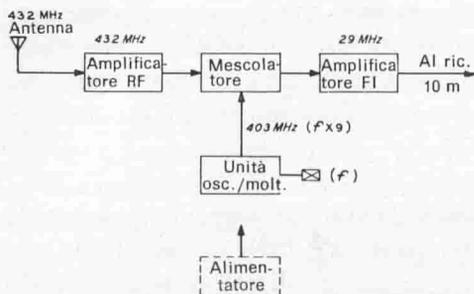


Figura 34

SCHEMA A BLOCCHI DEL SISTEMA CONVERTITORE PER 432 MHz

Questo convertitore a basso rumore per 432 MHz è costruito in quattro contenitori separati: l'amplificatore RF, il mescolatore, l'amplificatore FI e l'unità oscillatore - moltiplicatore (LO). Ogni unità è un'entità separata che può essere costruita e provata isolatamente. Se il mescolatore e lo LO sono costruiti per primi, si può usare il convertitore per la ricezione locale, mentre le altre unità debbono ancora essere costruite. Semplice e sicuro, questo economico sistema convertitore fornisce quanto di meglio è possibile attuare per la ricezione su 432 MHz.

care la costruzione. Le piccole scatole di alluminio che contengono i singoli stadi possono essere montate su uno chassis o su un pannello a seconda della convenienza dell'operatore. L'alimentatore non è illustrato ma sono indicate le esigenze di alimentazione per ogni stadio. Lo schema a blocchi di Fig. 34 mostra il modo con cui sono interconnesse le singole unità.

Amplificatore a RF a basso rumore per 432 MHz Oggi si può realizzare un amplificatore a RF che lavori seriamente sui 432 MHz impiegando transistori moderni che forniscano un guada-

gno sufficiente, con una bassa cifra di rumore. Questo blocco di amplificatore impiega un transistor 2N3478 che costa un migliaio di lire. Usato in circuito ad emettitore comune, il transistor fornisce un guadagno di circa 9 dB con una cifra di rumore di circa 3,5 dB.

Il convertitore ottiene la massima reiezione ai segnali indesiderati, usando due circuiti accordati di entrata ed un terzo circuito accordato di uscita. Non si è riscontrata alcuna difficoltà di interferenza da parte delle locali stazioni televisive o a FM, come qualche volta avviene quando si impiega un circuito di entrata aperiodico.

I circuiti di entrata e di uscita sono correttamente regolati per for-

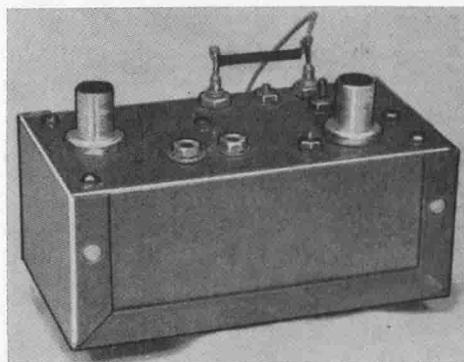


Figura 35

L'AMPLIFICATORE RF A TRANSISTORE SU 432 MHz

Il semplice amplificatore RF è racchiuso in una scatola di alluminio di facile costruzione. La presa di alimentazione a 9 V e il connettore coassiale sono montati sulla sommità della scatola. I condensatori di compensazione del tipo a pistone sono regolati dall'alto. Una volta accordato, l'amplificatore a RF può essere situato in un posto distante, se si desidera.

nire un buon adattamento con le linee coassiali. La potenza richiesta per far funzionare l'apparato è di 9 V - 2 mA. Sono necessari due di questi stadi a radiofrequenza per compensare completamente la cifra di rumore di un mescolatore a diodo, ma l'uso di un solo stadio migliorerà la ricezione in maniera sensibile.

Circuito amplificatore a radiofrequenza Il transistor 2N3478 serve come amplificatore ad emettitore comune non neutralizzato. Due circuiti accordati

(C_1-L_1 e C_2-L_2) sono inseriti nel circuito di base. I circuiti accordati sono montati in modo da risultare sottoaccoppiati. Il grado di accoppiamento viene variato modificando il valore del condensatore di accoppiamento C_2 , che dovrà avere una capacità fra circa 2 e 3 pF. Si può usare un piccolo condensatore a mica o ceramico, oppure un condensatore costruito con due brevi tratti di filo ricoperto di isolante plastico, avvolti insieme per circa 2,5 cm.

La bobina di entrata L_1 ha una presa intermedia per la connessione diretta ad una linea coassiale a 52 Ω

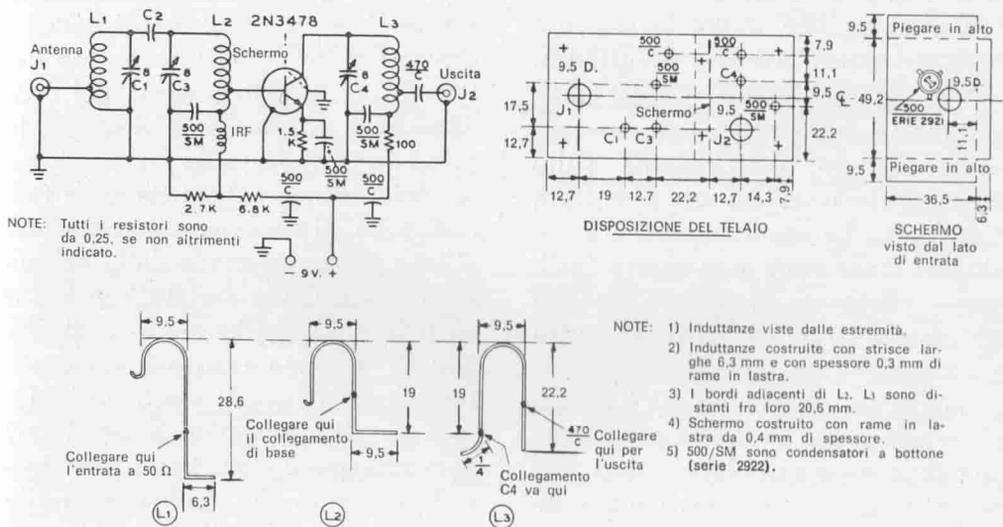


Figura 36

SCHEMA ELETTRICO E PARTICOLARI COSTRUTTIVI PER L'AMPLIFICATORE A RF A 432 MHz
(Le quote sono in millimetri)

C_1 , C_3 , C_4 - 0,5 ÷ 8 pF condensatore di compensazione a pistone. JFD PC35-HO80 o equivalente.

C_2 - 3 pF condensatore ceramico (vedi testo).

IRF - 7 spire filo smaltato 0,64 mm lunghezza 3,3 mm (Ohmite Z460).

J_1 , J_2 - connettore BNC, montaggio sul telaio (UG-657/U o equivalente).

Custodia - 20 x 5,4 x 4,1 cm (Bud 3002A).

e la bobina L_2 ha una presa intermedia per ottenere il corretto adattamento con la bassa impedenza della base del transistor. Il primo circuito d'entrata è isolato per la corrente continua.

Le bobine L_1 , L_2 e L_3 sono senza alcun supporto e le loro spire sono costruite con una piattina di rame da 6 mm di larghezza. Questa realizzazione fornisce un eccellente Q ed è facile da costruire mediante robuste forbici.

La polarizzazione di base è fornita da un partitore di tensione collegato all'alimentazione a 9 V e la polarizzazione di emettitore è anch'essa fornita dall'alimentazione. Il resistore di polarizzazione di emettitore ha in parallelo un condensatore a mica a bottone a bassa induttanza.

Per ridurre l'induttanza dei collegamenti, il transistor viene montato senza zoccolo, direttamente sullo schermo che isola i circuiti di entrata e di uscita. La sostituzione o il cambio del transistor può essere facilmente effettuata montando ciascun transistor su uno schermo separato e cambiando gli schermi.

Il circuito di uscita L_3 - C_4 è accoppiato alla presa di uscita attraverso un condensatore di blocco. Altri condensatori a passante servono per disaccoppiare i collegamenti di alimentazione che passano attraverso le pareti della custodia.

Costruzione dell'amplificatore a RF

L'amplificatore a RF è costruito in una scatola di alluminio che misura $10 \times 5,3 \times 4,1$ cm. Un pezzo di pia-

stra fenolica rivestita di rame da una parte (vedi Fig. 37) viene montata internamente alla scatola, con il lato del rame verso l'osservatore, per fornire una buona massa a radiofrequenza. Tutte le masse sono effettuate sul foglio di rame. Piccole viti da 2 mm agli angoli del pannello fissano il pannello alla scatola e lo collegano alla massa della scatola.

Il primo passo consiste nel forare il pannello e montare i connettori coassiali, seguiti dai condensatori a passante. I collegamenti sui condensatori a pistone C_1 , C_3 e C_4 sono regolati per una lunghezza di 7,9 mm. Il condensatore C_1 è montato con il collegamento rivolto verso la parte di entrata dello chassis e il condensatore C_3 è montato con il collegamento rivolto verso lo schermo del transistor. I collegamenti del condensatore C_4 sono rivolti verso la presa J_2 . Si tagliano le strisce di rame delle bobine dal sottile rame (vedi figura), si sagomano e si saldano al loro posto, iniziando dalla bobina L_1 . Un terminale isolato serve per sostenere l'impedenza a radiofrequenza e i due resistori adiacenti. Lo schermo fra gli stadi viene forato per il transistor e per i fori di montaggio e viene fissato mediante le linguette che si affacciano alla parte di entrata dello chassis.

Il condensatore fuga di emettitore è saldato al lato di entrata dello schermo vicino al foro di montaggio del transistor. Le linguette di montaggio del condensatore servono come base. Infine si monta il transistor 2N3478 avendo cura di saldare accuratamente il terminale di massa (il

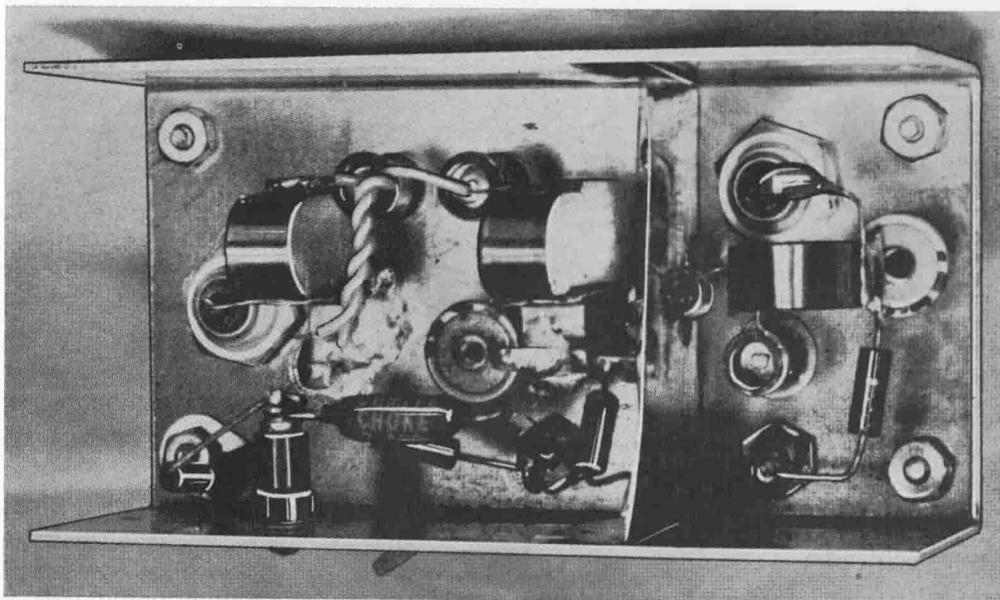


Figura 37

L'AMPLIFICATORE A RF A 432 MHz VISTO DAL BASSO

Si può vedere la posizione dei componenti principali sulle lastre da circuito stampato su materiale fenolico ricoperto di rame. I due circuiti di entrata sono a sinistra, con il condensatore di accoppiamento (C_2) costituito da un tratto di fili attorcigliati inserito fra essi. Lo schermo fra gli stadi e il transistor sono al centro, con il circuito di uscita a destra. Il pannello fenolico è fissato alla scatola di alluminio agli angoli.

più corto dei quattro) allo schermo, con il transistor sospeso inferiormente e centrato nel foro. Il collegamento di schermo viene stagnato nel punto in cui esso va saldato alla piastra metallica. Sarà conveniente usare un dissipatore di calore tra il punto di saldatura e il transistor. Una pinza a punte piatte è molto efficace come dissipatore di calore, oppure si può usare anche un morsetto a cocodrillo. Per eseguire un lavoro sicuro si usi un saldatore da 15 W.

Dopo che lo schermo è stato posto in posizione, si piegherà delicamente

il terminale di base verso la bobina L_2 . Se il collegamento è troppo corto, si salderà una piccola striscia su L_2 per coprire la distanza e si salderà il terminale di base del transistor a questa striscia, usando un dissipatore di calore. Il terminale di emettitore viene piegato con cura per ottenere una connessione breve con il condensatore di emettitore montato sullo schermo. Si lascerà una leggera piegatura in tutti i terminali del transistor per evitare sollecitazioni meccaniche pericolose. In seguito si possono montare gli altri componenti al loro posto.

Regolazione dell'amplificatore a radiofrequenza Si pongono i tre condensatori a pistone a metà della loro corsa. Si collega una linea di alimentazione di antenna alla presa di entrata e si accoppia l'amplificatore allo stadio mescolatore tramite un breve tratto di cavo coassiale RG-58/U da 52 Ω . Si applica l'alimentazione a 9 V usando un forte segnale di prova su 432 MHz e si regolano i condensatori di entrata e di uscita per il massimo segnale. Sul ricevitore, usato come amplificatore accordabile a frequenza intermedia, e munito di misuratore di intensità di campo, può essere facile osservare l'uscita relativa di segnale impiegando un voltmetro a corrente alternata sul segnale audio del ricevitore. Il condensatore di accordo di entrata C_1 deve essere regolato sulla capacità massima che consente ancora il massimo segnale.

Il radioamatore esigente provvederà a regolare le prese intermedie sulle bobine per ottenere l'ottima cifra di rumore. Un buon relé coassiale con contatti in cortocircuito sul lato del ricevitore servirà a proteggere il transistor da una eccessiva tensione a radiofrequenza durante i periodi di trasmissione.

Unità mescolatrice per 432 MHz L'unità mescolatrice per 432 MHz (Fig. 38) consiste di un semplice circuito con linea a quarto d'onda a striscia costruito dentro una scatola rettangolare di alluminio.

Come mescolatore è usato un diodo del tipo 1N21. Con l'unità oscilla-

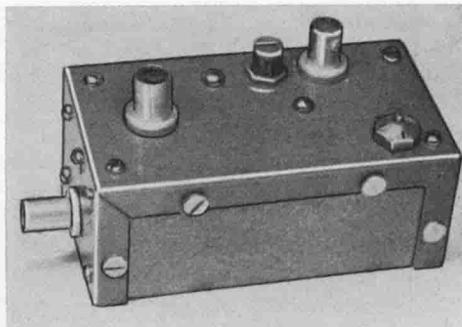


Figura 38

L'UNITA' MESCOLATRICE A 432 MHz

Questo tipo di mescolatore lineare utilizza un diodo a cristallo 1N21. Sulla sommità della scatola vi sono (da sinistra a destra): presa di entrata (J_1); condensatore di accordo a FI del tipo a pistone (C_2); presa di uscita a FI (J_3). Sulla parte frontale destra vi è il condensatore di accordo (C_1). La presa di iniezione dell'oscillatore locale (J_2) è all'estremità sinistra dello chassis.

trice descritta avanti, si otterrà un segnale di uscita a frequenza intermedia di 29 MHz quando il segnale ricevuto è su 432 MHz. Però si possono facilmente ottenere altri valori di frequenza intermedia.

Tanto per l'iniezione del segnale dell'oscillatore locale come per il segnale di uscita è usato l'accoppiamento induttivo.

Il mescolatore è accoppiato ad un amplificatore a frequenza intermedia a basso rumore mediante un breve tratto di cavo coassiale, come indicato nello schema a blocchi.

Descrizione del circuito Il circuito con linea a striscia su 432 MHz consiste di una induttanza L_3 che viene posta in risonanza dal condensatore C_1 .

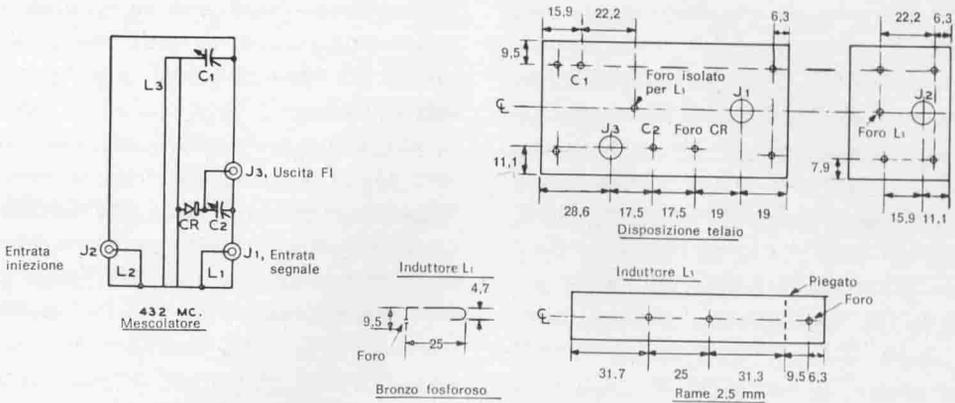


Figura 39

**SCHEMA ELETTRICO E DISPOSIZIONE DEL TELAIO
PER L'UNITA' MESCOLATRICE A 432 MHz**
(Le quote sono in millimetri)

- C_1 - $0,5 \pm 5$ pF condensatore di compensazione a pistone (JFD).
- C_2 - $1 \div 20$ pF condensatore di compensazione a pistone (JFD) (vedi testo).
- CR - diodo mescolatore - 1N21 (vedi testo).
- J_1, J_2, J_3 - connettore BNC, montaggio su chassis. UG-657/U o equivalente.
- Scatola: $10 \times 5,4 \times 4,1$ cm (Bud 3002A).

L'iniezione dell'oscillatore locale è accoppiata induttivamente alla linea a striscia e una frequenza di iniezione su 403 MHz serve a produrre una frequenza intermedia di 29 MHz. Se si usa il mescolatore senza usare lo stadio a transistor a RF che lo precede, si suggerisce di impiegare un diodo 1N21F per ottenere la massima sensibilità.

Il diodo 1N21D oppure 1N21E, tuttavia, è sufficiente per la maggior parte dei casi ed è sicuramente idoneo quando si impiegano stadi a RF a monte del mescolatore.

Il condensatore di fuga a FI (C_2) deve essere efficace a 432 MHz ed è consigliabile del tipo a pistone. Esso serve a fare risuonare il circuito

del secondario di accoppiamento fra il mescolatore e l'amplificatore a FI, ma può essere sostituito con un condensatore fisso a bassa induttanza, se il costo del tipo a pistone è eccessivo. Un condensatore fisso economico può essere costruito interponendo un sottile pezzo di teflon o di polietilene fra due pezzi di lastra di rame da 20×12 mm e assicurandolo al pannello a circuito stampato mediante viti di nylon.

Costruzione del mescolatore

Il mescolatore è costruito in una scatola di alluminio avente le dimensioni di centimetri $10 \times 5,4 \times 4,1$. Un pezzo di pannello da circuito stampato rive-

stato di rame da una sola parte (Figura 40) viene montato internamente alla scatola e un pezzo dello stesso materiale è fissato all'estremità interna della scatola dove è posta la presa J_2 . Piccole viti da 2 mm sono poste vicino agli angoli del pannello per assicurare questo al suo posto e i pannelli sono saldati assieme là dove i due bordi si uniscono. I pannelli vanno tolti dalla scatola dopo questa operazione e verranno eseguiti i rimanenti fori. Un unico foro da 4 mm assicura l'estremità di massa delle bobine L_1 e L_3 . Il piedino centrale della presa J_1 è accorciato in modo

da lasciare spazio fra la bobina L_1 e il piedino, come si vede nella fotografia. La distanza fra L_1 e L_3 è di circa 3 mm.

Un normale isolatore da 6 mm con una presa per fusibile fissata ad esso serve come supporto dell'estremità di base del diodo mescolatore. Una presa da piedino prelevata da uno zoccolo octal esegue la connessione all'estremità piccola ed è saldata ad una corta striscia di rame larga 6 mm fissata alla bobina L_3 . Ciò permette di cambiare facilmente il diodo con il minimo sforzo.

L'ansa di iniezione dell'oscillato-

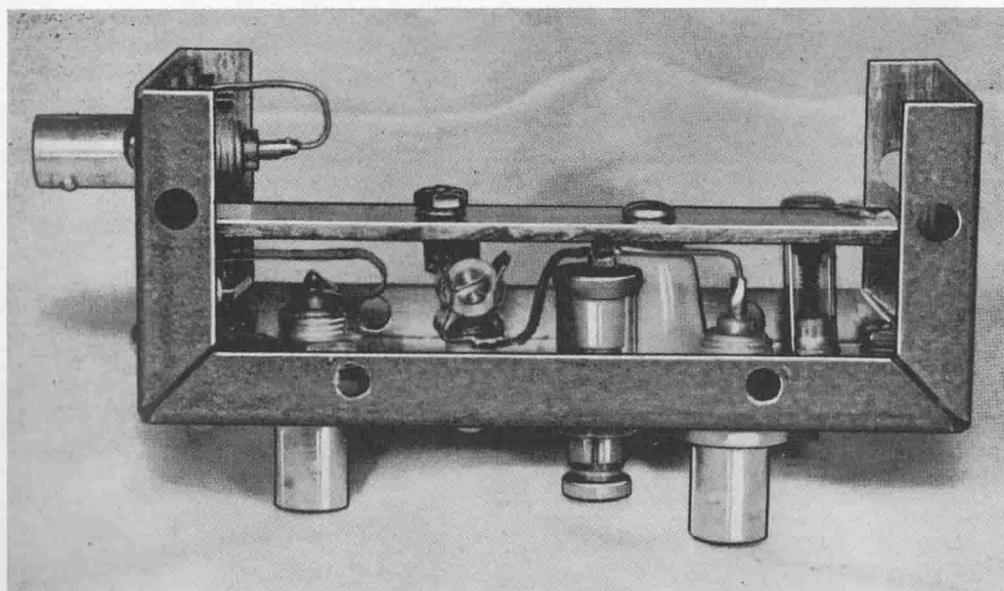


Figura 40

VISTA LATERALE DELL'UNITA' MESCOLATRICE

La semplice striscia di alluminio è visibile sul centro della scatola chassis. La presa J_2 e la bobina di iniezione L_2 sono a sinistra in alto, con la presa di entrata del segnale e la presa J_1 immediatamente sotto la striscia. Il fermaglio da fusibile per il diodo è vicino al centro della striscia, con il condensatore di accordo (C_1) a destra. La presa di uscita a FI (J_3) è visibile in primo piano.

re locale (L_2) deve essere piccola più che possibile e deve consentire una corrente nel diodo di 0,5 mA. L'estremità di massa della bobina L_2 è saldata al pannello di rame adiacente al vicino dado di fissaggio della presa BNC. Per avere il massimo trasferimento di potenza dall'oscillatore locale al diodo mescolatore, la somma della lunghezza della bobina L_2 , del cavo coassiale e del link di uscita dell'unità di iniezione deve essere mezza lunghezza d'onda elettrica, o un multiplo di essa, alla frequenza di iniezione.

Quando si fissano insieme le due metà della scatola di alluminio, occorrerà usare due altre viti da 4 mm su ogni lato della scatola, per assicurare un buon contatto a RF fra le due metà.

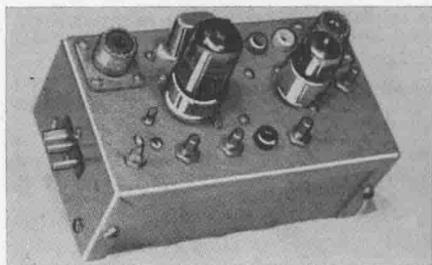


Figura 41

L'UNITA' OSCILLATORE-MOLTIPLICATORE

L'unità oscillatore-moltiplicatore consiste di un circuito accordato a distanza controllato con varactor. I componenti sono montati su una economica scatola di alluminio. Sopra lo chassis (da sinistra a destra) vi sono: la presa di uscita J_1 , l'oscillatore 12AB7 (con il quarzo dietro di esso), la presa a sonda per l'allineamento e il tubo moltiplicatore 6AK5. La presa di uscita J_2 è alla estremità destra. I condensatori d'accordo C_1 , C_2 , C_3 sono in primo piano. Il condensatore di accordo di uscita C_4 è a destra del tubo 6AK5.

Regolazione dell'unità mescolatrice Si collega l'unità mescolatrice all'unità oscillatore / moltiplicatore, al sistema FI e ad una adatta antenna. Si pone il sistema a FI su 29 MHz e si sintonizza un segnale di prova vicino e stabile su 432 MHz. Si regola il condensatore C_2 a metà corsa. Con i circuiti oscillatore/moltiplicatore accordati si dovrà raggiungere una corrente nel diodo di circa 0,5 mA. Si accorda il segnale a FI e si regolano i condensatori C_1 e C_2 per il massimo segnale osservato.

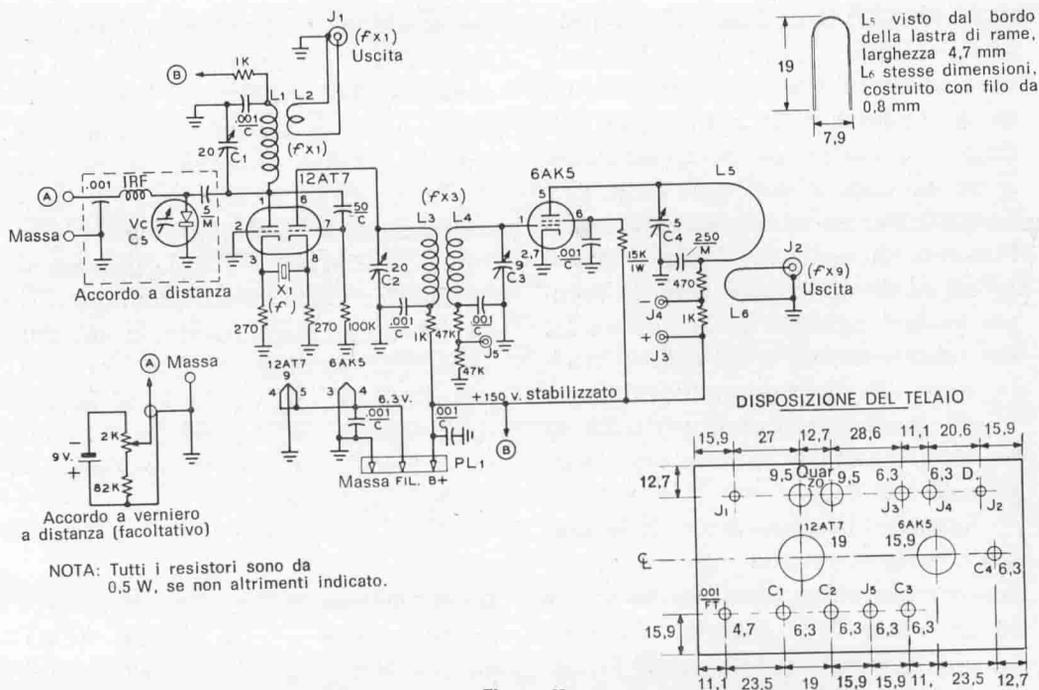
Unità oscillatrice/ moltiplicatrice per 432 MHz Questo oscillatore locale (LO) impiega due tubi e tre quarzi over-

tone nel campo da 40 a 50 MHz per fornire la tensione di iniezione per l'unità convertitrice a 432 MHz. Scegliendo la giusta frequenza del quarzo si può ottenere un'uscita a FI a 7, 29 oppure 50 MHz per un segnale di entrata a 432 MHz.

Una caratteristica facoltativa è l'accordo a verniero a distanza dell'oscillatore locale a quarzo (e quindi del segnale ricevuto). Questa caratteristica è estremamente utile quando si accordano segnali dilettantistici deboli oppure stazioni a banda laterale unica.

L'alimentazione dei filamenti è a 6,3 V con 0,48 A e 150 V continui (stabilizzati) con 15 mA.

L'unità svilupperà una potenza più che sufficiente per il diodo mescolatore, affinché in questo circoli oltre 0,5 mA di corrente.



SCHEMA ELETRICO DELL' OSCILLATORE LOCALE MOLTIPLICATORE
(Le quote sono in millimetri)

C₁, C₂ - 20 pF (Johnson 20M11 miniatura).
 C₃ - 9 pF (Johnson 9M11 miniatura).
 C₄ - 5 pF (Johnson 5M11 miniatura).
 C₅ - diodo a capacità variabile (5,2-31 pF Pacific Semiconductor V-12 Varicap).
 J₁, J₂ - presa coassiale, UHF oppure BNC.
 L₁ - 9 spire filo smaltato 0,8 mm strettamente avvolte, diametro 0,5 mm.
 L₂ - una spira all'estremità B+ di L₁.
 L₃ - 3 spire distanziate 3,1 mm, diametro 12,7 mm (B e W 3006).

L₄ - 2 spire come per L₃.
 BL₁ - basetta per montaggio su chassis a 3 circuiti (Cinch-Jones P303AB).
 IRF - Impedenza 50 MHz (Ohmite Z-50 o equivalente).
 X₁ - quarzo terza overtone. Usare 44,777 MHz per 29 MHz di FI; 42,444 MHz per 50 MHz; 42,500 MHz per doppia conversione a 7 MHz (vedi testo).
 Chassis - Bud CU-2106A.

Il circuito LO Come circuito oscillatore/triplicatore catodico è usato un doppio triodo 12AT7. Quando si desidera un segnale a FI a 29 MHz per 432 MHz si userà un quarzo in terza overtone su 44,777 MHz.

Il circuito anodico della prima sezione a triodo viene fatto risonare

sulla frequenza overtone (f). Il circuito anodico della seconda sezione a triodo è accordato sulla terza armonica (f₃) e cioè su 134,311 MHz. Fra questo circuito e lo stadio successivo è adottato l'accoppiamento induttivo per ridurre al minimo il trasferimento di armoniche indesiderate.

Le bobine L₃ e L₄ sono costruite

con un unico tratto di bobina. La distanza fra le estremità adiacenti delle bobine è di 3 mm.

Il circuito anodico del tubo 6AK5 è accordato sulla nona armonica (f_9 , 403 MHz). La bobina L_5 è costituita da una spira di piattina di rame da 4 mm di larghezza. La bobina di accoppiamento L_6 ha circa le stesse dimensioni di L_5 ed è montata in parallelo ad essa, a circa 4 mm di distanza.

Sono disponibili per l'utente due circuiti facoltativi. Il primo circuito fornisce l'iniezione LO su entrambe le frequenze fondamentali overtone e nona armonica. Impiegando tanto la nona armonica come la frequenza fondamentale di un quarzo in terza overtone a 42,5 MHz, si può costruire un convertitore e un secondo stadio mescolatore che convertiranno i 432 MHz a 49,5 MHz (per una buona reiezione dell'immagine), e quindi si può convertire ancora a 7 MHz quando, come avviene in molti ricevitori, questi hanno migliori prestazioni su 7 MHz rispetto a 28 MHz.

Questa possibilità non è stata attuata nel progetto, dato che sono state ottenute a 28 MHz buone prestazioni del ricevitore usando un amplificatore a FI ausiliario, che descriveremo in seguito.

Il secondo circuito facoltativo è l'accordo a verniero a distanza dell'oscillatore locale mediante un diodo di capacità (varactor) posto in parallelo al circuito anodico dell'oscillatore a quarzo. Mediante questo semplice circuito viene ottenuto un eccellente accordo a verniero.

Un condensatore di blocco serve

per eliminare la tensione continua anodica dal diodo, e un'impedenza a RF isola il circuito volano dal circuito controllo esterno. Nel punto del comando a distanza, un potenziometro a dieci rotazioni, un resistore limitatore e una batteria servono a regolare la tensione del diodo, accordando quindi il quarzo overtone su uno stretto campo di frequenze. I valori indicati forniscono un campo di accordo di circa 3 kHz. a 432 MHz.

Una manopola graduata con indicazioni da 0 a 1.000 per il potenziometro a dieci rotazioni fornirà una buona demoltiplicazione di banda (di pochi chiloherzt) durante l'accordo di segnali deboli.

Un cavo schermato collega il comando a distanza con l'unità LO. Il terminale positivo della batteria è collegato al catodo del diodo di capacità.

Se si preferisce omettere questa caratteristica, la parte del circuito contenuta dentro il rettangolo tratteggiato può essere eliminata.

Costruzione dell'unità LO L'unità LO è costruita in una scatola di alluminio che misura $13,3 \times 7,5 \times 5,4$ cm. La disposizione dei principali componenti è mostrata nella fotografia di Fig. 43.

Si noti che un pezzo di sottile lastra di rame è fissato all'interno della scatola dove è montato lo zoccolo del tubo 6AK5. Essa fornisce una buona massa a RF per questo stadio. Tutti i collegamenti dello stadio 6AK5 dovranno essere corti e di-

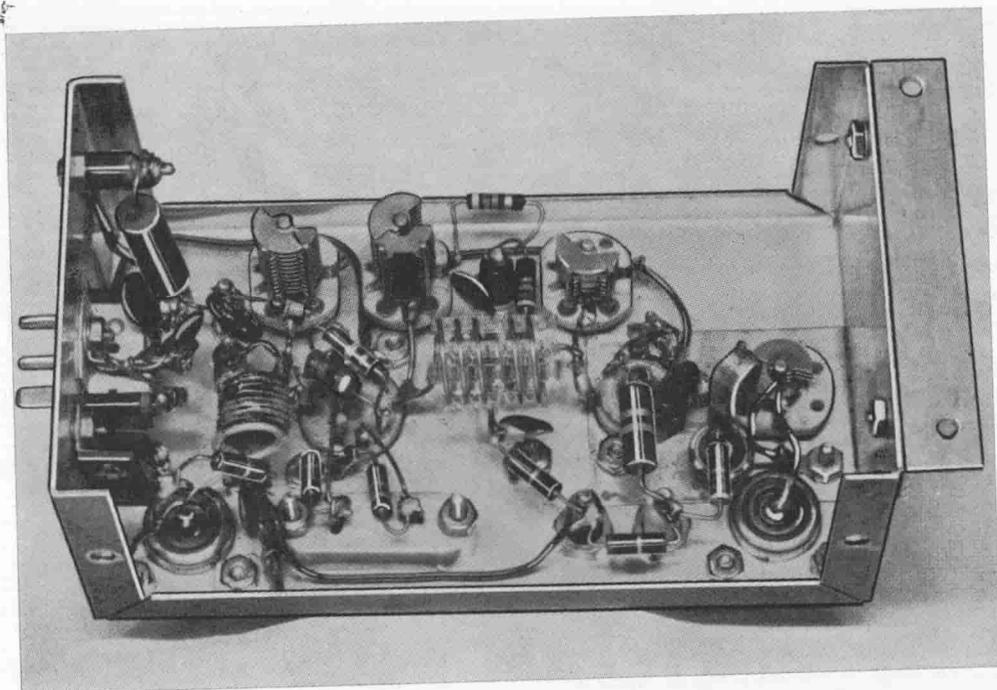


Figura 43

IL TELAIO DELL'UNITÀ OSCILLATORE-MOLTIPLICATORE VISTO DAL BASSO

Lo zoccolo 12AT7 è a sinistra, con lo zoccolo per il quarzo verso il davanti. Le bobine L_3 e L_4 sono al centro e sono ricavate da un unico pezzo di bobina. I componenti dello stadio moltiplicatore 6AK5 sono fissati a una piccola lastra di rame montata sotto lo zoccolo del tubo e il condensatore di accordo di uscita. I condensatori di accordo C_1 , C_2 , C_3 sono vicini al lato posteriore dello chassis.

ritti. Lo zoccolo per il tubo 12AT7 è orientato in modo che il piedino 6 si affacci allo zoccolo 6AK5 e che il piedino 1 di quest'ultimo si affaccia allo zoccolo 12AT7.

Si userà il collegamento punto a punto per molti componenti montati direttamente sui piedini degli zoccoli, oppure questi verranno saldati ad adiacenti punti di massa o a punti di saldatura.

Regolazione dell'unità LO

La procedura di accordo dell'unità LO è semplice ed agevole.

Si applica l'alimentazione, compresa la polarizzazione del diodo di capacità (se è usato). I circuiti f_1 ed f_3 vengono regolati per la massima indicazione di tensione negativa letta da uno strumento ad alta resistenza collegato al punto di prova J_5 . Questa è la tensione di polarizzazione di gri-

glia del tubo 6AK5 e deve essere di circa 3 V.

Si collega un milliamperometro a bassa portata sui punti di prova J_3 e J_4 e si osserverà una certa variazione della corrente anodica nel tubo 6AK5 quando si regola il circuito di uscita (f_9). La corrente anodica sarà di circa 7,5 mA.

La regolazione finale del circuito anodico dell'oscillatore e moltiplicatore viene fatta mentre si ascolta un segnale di prova controllato a quarzo a 432 MHz su un radioricevitore professionale alimentato da tutto il convertitore. Il segnale risultante a FI risulterà stabile quando l'accordo dell'oscillatore è regolato correttamente e quando il quarzo controlla la frequenza. Una non corretta regolazione del condensatore dell'oscillatore può provocare perdita di controllo di frequenza e un risultante segnale a FI che dà luogo ad un suono rauco.

Amplificatore a FI per il convertitore a 432 MHz

È assai importante disporre di un amplificatore a frequenza intermedia successivo al diodo mescolatore. Oltre ad amplificare il segnale a FI, lo stadio a FI aiuta anche a migliorare la cifra di rumore di tutto il sistema. In molti casi, il ricevitore professionale usato come sistema a FI non avrà uno stadio a RF a basso rumore, dato che questo non è necessario nella ricezione delle onde corte. Questo semplice amplificatore a FI fornisce il guadagno necessario con una bassa cifra di ru-



Figura 44

AMPLIFICATORE A FI A BASSO RUMORE A 29 MHz

Questo amplificatore con nuvistor dovrà essere usato per migliorare la cifra di rumore del radioricevitore professionale usato come amplificatore a FI a 29 MHz. Le prese coassiali di entrata e di uscita sono situate sullo chassis e sono accordabili mediante i nuclei di accordo. L'amplificatore serve bene anche come selettore a larga banda su 10 m.

more e può essere usato con qualunque ricevitore professionale.

È impiegato un tubo nuvistor 6CW4 collegato con griglia a massa, con due circuiti di entrata accordati ed un circuito di uscita accordato. Il circuito di entrata è con presa intermedia per adattare l'entrata a bassa impedenza del cavo coassiale ed è attuato un sistema per misurare la corrente del diodo mescolatore. L'accoppiamento capacitivo fra i circuiti di entrata fornisce l'isolamento a corrente continua del mescolatore rispetto al circuito catodico del tubo 6CW4. Un circuito a link a bassa impedenza accoppia l'amplificatore a FI al ricevitore professionale.

La potenza di alimentazione richiesta per l'amplificatore a FI è 6,3 V con 0,135 A e 70 V continui con 5 mA.

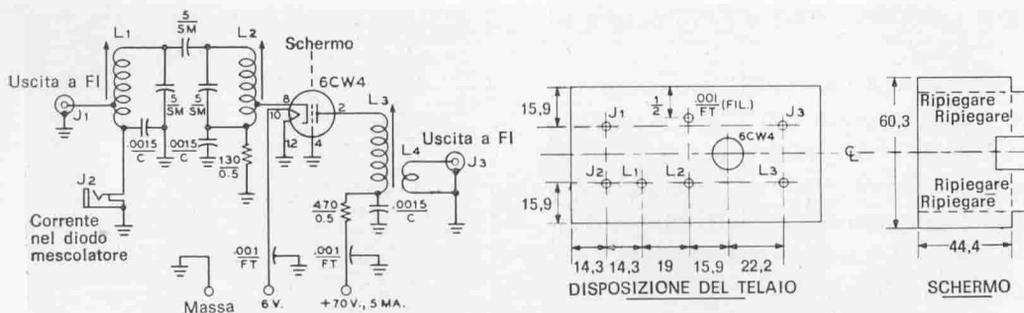


Figura 45

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE A FI A BASSO RUMORE
(Le quote sono in millimetri)

- L_1, L_2 - 18 spire filo smaltato 0,3 mm supporto da 9,5 mm di diametro (nucleo di ottone).
Preso alla quinta spira dall'estremità di massa per L_1 , alla quarta spira per L_2 .
(Supporto National XR-90 o equivalente).
- L_3 - 19 spire filo smaltato 0,3 mm su supporto 0,5 mm (nucleo di iperferro- 3,1 a 6,8 μH
(J. W. Miller 4405).
- L_4 - 3 spire filo isolato all'estremità B+ di L_3 .
- Scatola - 10 x 5,4 x 4,1 cm (Bud 3002A).

Il circuito dell'amplificatore a FI

Fra il mescolatore e il tubo 6CW4 sono usati due circuiti accordati per ottenere una buona selettività.

Le bobine L_1 ed L_2 sono separate sufficientemente da rendere sotto accoppiato il circuito e l'accoppiamento supplementare è fornito da un piccolo condensatore. La corrente del diodo dello stadio mescolatore precedente viene controllata inserendo un milliamperometro a bassa resistenza da 1 mA fondo scala nella presa J_2 .

Il catodo del tubo 6CW4 è accoppiato in discesa al circuito di entrata per ottenere un buon adattamento di impedenza. I tre circuiti possono essere sfalsati in modo da ottenere una risposta sufficientemente piatta

sul campo di frequenze da 28 a 30 MHz. I collegamenti di alimentazione sono disaccoppiati mediante condensatori a passante, per ridurre la captazione alla frequenza fondamentale.

Costruzione dell'amplificatore L'amplificatore a FI è costruito in una scatola di alluminio avente le dimensioni di 10 x 5,4 x 4,1 cm. Un pezzo di lastra fenolica rivestita di rame da una parte (da circuito stampato) è montato internamente alla scatola mediante viti da 3 mm in ogni angolo. Uno schermo di rame sottile scavalca lo zoccolo del tubo nuvistor, isolando il circuito di entrata dal circuito anodico.

Il terminale di griglia dello zoccolo è piegato in basso per orientarlo verso lo schermo ed è saldato ad esso. La acciaccatura nello schermo per consentire il montaggio dello zoccolo deve essere filettata opportunamente in modo da accogliere una vite di fissaggio. Lo schermo verrà saldato al pannello da circuito stampato dopo che tutte le parti siano state montate. Le flange laterali dello schermo dovranno essere in contatto con i bordi della scatola e dopo il montaggio finale possono essere fissate in posizione mediante viti autofilettanti.

Regolazione dell'amplificatore a FI L'amplificatore viene collegato allo stadio mescolatore ed al ricevitore professionale mediante cavi coassiali. Si può usare un segnale di prova a 29 MHz oppure a 432 MHz, a seconda che sia disponibile o meno lo stadio mescolatore.

I nuclei delle bobine L_1 ed L_2 verranno accordati per il massimo segnale, dopo aver accordato la bobina L_3 . Un controllo sulla banda dei 10 m mostrerà se i circuiti dell'amplificatore richiedono di essere accordati con accordo sfalsato per appiattire la risposta.

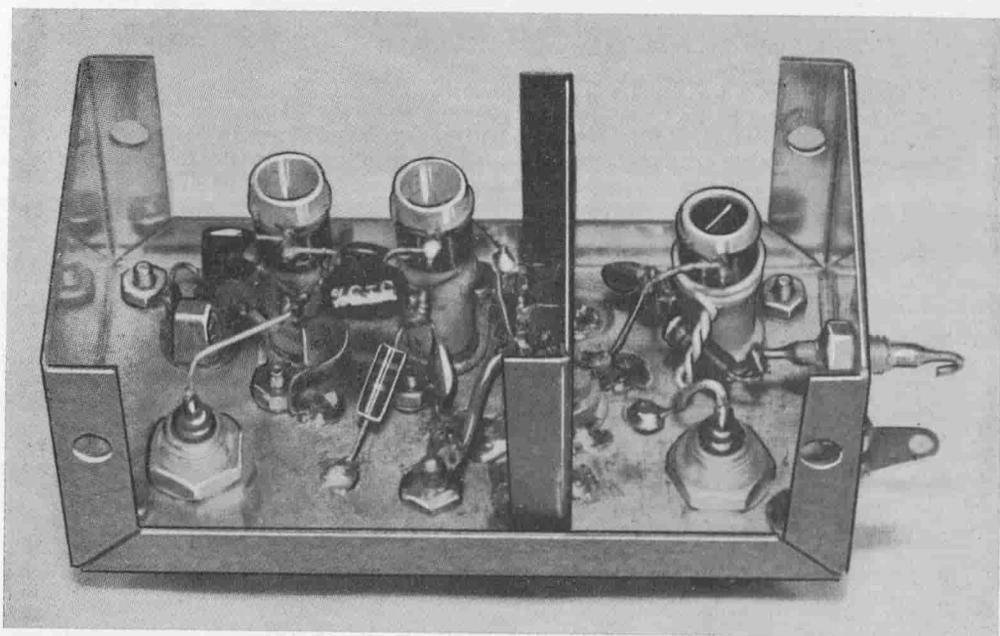


Figura 46

IL TELAIO DELL'AMPLIFICATORE A FI VISTO DAL BASSO

I circuiti di entrata sono a sinistra, con lo schermo che attraversa lo zoccolo del nuvistore al centro del telaio. Il circuito di uscita è a destra. Lo schermo dello zoccolo è saldato al pannello a circuito stampato usato come chassis.



Figura 48

IL RICEVITORE HBR DELUXE

Il ricevitore HBR con 19 valvole è una supereterodina a doppia conversione che copre le bande dilettantistiche. Impiegando bobine intercambiabili, il ricevitore combina la semplicità di progetto con una buona selettività a RF. Un controllo automatico di guadagno ritardato e un efficiente rivelatore a prodotto rendono il ricevitore molto adatto alla ricezione di segnali a banda laterale unica. La disposizione dei comandi sul pannello può essere vista da questa fotografia. A sinistra del controllo principale di accordo si trovano il compensatore di antenna C_2 e il controllo di guadagno a RF (R_1) con l'accordo del moltiplicatore di Q (C_3) fra questi controlli, in basso. A destra del controllo principale di accordo vi è il primo potenziometro di guadagno a FI (R_2) con il commutatore del limitatore di disturbo (S_4) e il commutatore dell'oscillatore di taratura a 100 kHz a destra. Sopra il bordo inferiore del pannello vi sono (da sinistra a destra): il comando del moltiplicatore di Q (S_2), il potenziometro di regolazione della larghezza di banda (R_3), il potenziometro di guadagno del mescolatore (R_3), il secondo potenziometro di guadagno a FI (R_4), il commutatore selettore di modo (S_3), il potenziometro di guadagno audio (R_7) e il commutatore della costante di tempo CAG (S_1). Sotto, a destra, vi sono la presa a jack per la cuffia e l'interruttore principale di alimentazione.

ottima cifra di rumore su un segnale debole. Si troverà che quanto più basso è il valore di resistenza fra base e massa, tanto più basso risulterà l'assorbimento di corrente e il guadagno del circuito. Quando la re-

sistenza è troppo alta, lo stadio entrerà in autooscillazione. Prima di raggiungere il punto di oscillazione, il rapporto segnale-rumore dello stadio diventerà peggiore. Il valore ottimo di resistenza non è critico (più o

meno alcune centinaia di ohm) e può essere facilmente determinato mediante prove di ascolto.

1-7 Ricevitore HBR Deluxe.

Uno dei più popolari progetti di ricevitori degli ultimi anni è il circuito HBR, creazione di Ted Crosby, W6TC, e di altri. In questo paragrafo descriveremo una versione moderna di questo popolare ricevitore, la quale contiene molti miglioramenti rispetto ai precedenti modelli HBR.

Il ricevitore per bande dilettantistiche HBR Deluxe è espressamente progettato per fornire ottime prestazioni in BLU (banda laterale unica) e in telegrafia ed ha un alto grado di selettività e di stabilità. Esso ha un buon campo di dinamica per i segnali e ciò lo protegge da un'eccessiva modulazione incrociata causata da forti segnali e inoltre contiene circuiti a RF ad alto Q per conseguire un'alta selettività di entrata.

E soprattutto il ricevitore può essere costruito con una modesta spesa e senza l'uso di una particolare dotazione di officina.

Il ricevitore HBR Deluxe (Fig. 48) è una supereterodina a doppia conversione impiegante diciannove tubi. Nel primo stadio di conversione è impiegato un oscillatore con accoppiamento elettronico ad alto C per conseguire un'elevata stabilità unitamente ad una buona semplicità circuitale.

Le bande coperte dal ricevitore sono solo quelle dilettantistiche ad onde corte (da 80 a 10 metri) e sono

usate economiche bobine innestabili per semplificare la costruzione del ricevitore e per ottenere circuiti ad alto Q .

Controlli di guadagno separati sono previsti per lo stadio a RF, per il primo stadio a FI, per il secondo mescolatore e per i sistemi a FI a frequenza bassa. Queste regolazioni permettono all'operatore di regolare il guadagno totale del ricevitore in modo da tenere conto delle sue particolari condizioni di lavoro e questa flessibilità si è dimostrata una delle caratteristiche più importanti di questo ricevitore.

Un sistema di CAG ritardato fornisce un ampio controllo per i segnali locali e inoltre consente di avere la massima sensibilità per i segnali deboli.

I circuiti ausiliari comprendono un calibratore a quarzo a transistoro a 100 kHz, un limitatore di disturbo a FI, il misuratore di campo (S meter) e il moltiplicatore di Q .

La costruzione del ricevitore HBR Deluxe è effettuata su due chassis, con i circuiti a RF posti su un piccolo chassis separato che, se si vuole, può venire montato e provato come unità separata. L'allineamento a RF del ricevitore viene facilmente effettuato mediante bande di ricezione separate e mediante le regolazioni dell'allargatore di banda, impiegando una sorgente ausiliaria di segnale.

Il circuito del ricevitore

Nella Fig. 49 è illustrato lo schema a blocchi del ricevitore HBR DELUXE.

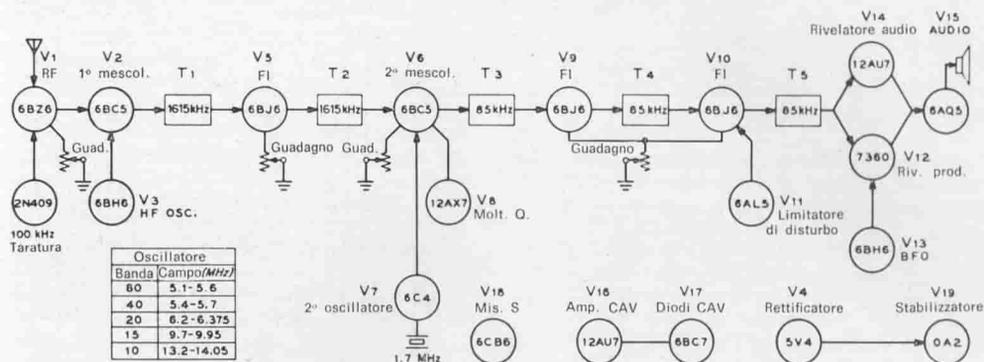


Figura 49

SCHEMA A BLOCCHI DEL RICEVITORE HBR DELUXE

Il ricevitore HBR Deluxe impiega un primo oscillatore accordabile (V_3) e un secondo oscillatore controllato a quarzo (V_7). La seconda armonica dell'oscillatore accordabile viene usata per il funzionamento sopra i 40 m. Sono incorporati nel ricevitore comandi separati di guadagno per rendere possibile all'utente di regolare i guadagni degli stadi per un'ottima ricezione. L'uso della prima frequenza intermedia a 1615 kHz fornisce una buona reiezione all'immagine mentre la seconda frequenza intermedia di 85 kHz fornisce una eccellente selettività al canale adiacente. Altri accessori come il moltiplicatore di Q, il misuratore di campo e il limitatore di rumore rendono gradevole la ricezione a banda laterale unica.

La sezione a RF Il ricevitore copre le bande dilettantistiche fra 80 e 10 m con sufficiente sovrapposizione sui bordi delle bande per le attività ausiliarie, come per esempio i MARS.

Sono impiegate nei circuiti accordati a RF bobine innestabili. Lo stadio a RF impiega un pentodo a interdizione quasi remota 6BZ6 (V_1) per fornire le massime prestazioni ai segnali deboli, mentre consente di ottenere una relativa immunità contro la modulazione incrociata e il sovraccarico degli stadi di entrata. Il guadagno dello stadio a RF è controllato da un comando che normalmente viene lasciato aperto ed è solo azionato in presenza di forti segnali locali. Un tubo 6BC5 serve come me-

scolatore ad alto guadagno e basso rumore (V_2), con iniezione dell'oscillatore di conversione sulla griglia controllo. Il livello di iniezione è regolabile per ottenere l'ottimo rapporto segnale-rumore, compatibile con una buona capacità di sovraccarico.

Il primo oscillatore di conversione (V_3) impiega un tubo 6BH6 con reazione anodica, avente una buona stabilità di frequenza. L'iniezione alla frequenza fondamentale viene impiegata sulle bande a 80 e 40 m, mentre sulle bande dei 20, 15 a 10 m è utilizzata l'iniezione sulla seconda armonica.

L'accordo con demoltiplicazione elettrica e meccanica sono entrambi impiegati in questo ricevitore. È usa-

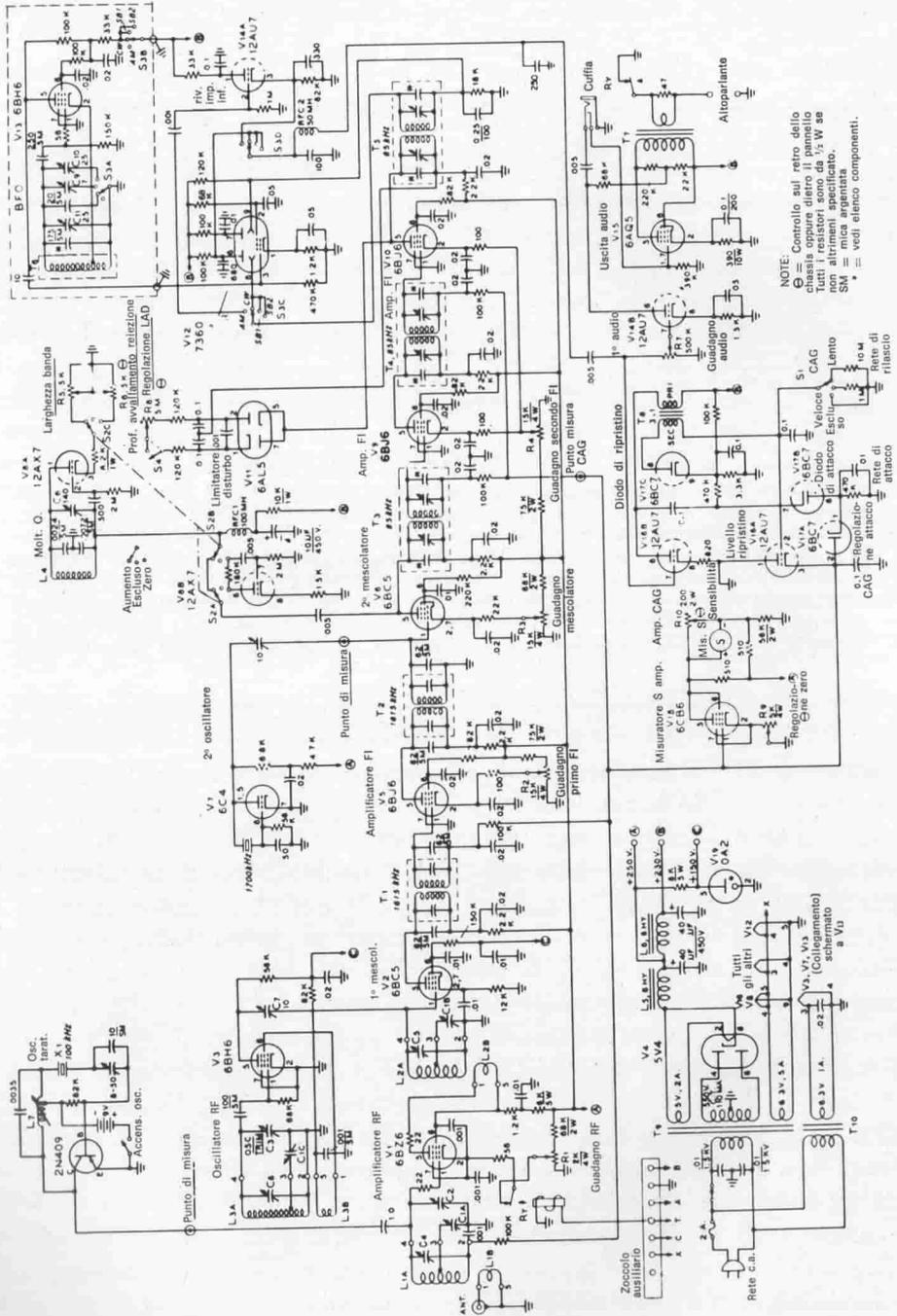


Figura 50

SCHEMA ELETTRICO DEL RICEVITORE HBR

ELENCO DEI COMPONENTI PER FIG. 50

- C_1, A, B, C - 5 \div 23 pF, 3 sezioni, Miller 2102 o Polar C28-143-6/015.
 (Nota: una lamina del rotore deve essere tolta da ciascuna sezione del condensatore Polar per ottenere la corretta larghezza di banda. L'unità Miller non richiede alcuna modifica).
- C_2 - 15 pF Hammarlund MAPC-15B.
 C_3 - 2 pF Hammarlund MAPC-15 con tolte tutte le lamine del rotore meno una e una lamina dello statore.
- C_4, C_5, C_6 - vedi tabella delle bobine, Fig. 57 (Hammarlund tipo MAPC).
 C_7 - 10 pF Centralab 822EZ.
 C_8 - 140 pF Hammarlund APC-140B.
 C_9 - 7 pF Centralab 822EZ.
 C_{10}, C_{11} - 25 pF Centralab 822-AZ.
 L_1, L_2, L_3 vedi tabella delle bobine Fig. 57.
 L_4 - 3,5 mH Miller 9003.
 L_5, L_6 - 6 H, 110 mA, Triad C-11X.
 L_7 - 0,7 mH, presa intermedia, Miller 9012.
 IRF_1 - 100 mH, Miller 960.
 IRF_2 - 50 mH, Miller 958.
 RY - relé bipolare con bobina tale da adattarsi al circuito di controllo del trasmettitore.
 S_2 - commutatore 3 vie e 3 posizioni. Centralab PA-2006.
- S_3 - 2 sezioni, 2 vie per sezione, 4 posizioni, Centralab PA-2010.
 T_1, T_2 - Trasformatori 1800 kHz. Porre in parallelo per 1615 kHz condensatori a mica da 62 pF Miller 1730.
 T_3, T_4, T_5 - trasformatori ad alto Q a 100 kHz, larghezza banda 2,5 kHz. Porre in parallelo condensatori a mica argentata da 100 pF per 85 kHz. Miller 1709. Per larghezze di banda di 3 kHz usare trasformatori Miller 1715.
 T_6 - trasformatore oscillatore di battimento a 132 kHz trasformato a 85 kHz con un condensatore a mica argentata da 175 pF. Togliere il compensatore a pressione e usare le viti filettate del compensatore per il montaggio di capofili per sostenere i fili che vengono dalla bobina dell'oscillatore di battimento. Miller 012-M5.
 T_7 - 5 K/4 Ω . Stancor A3877.
 T_8 - trasformatore audio 3 : 1 Triad A-31X.
 T_9 - 550 V presa centrale, 110 mA. 5 V - 2 A, 6,3 V - 5 A. Triad R-12A.
 T_{10} - 6,3 V - 1 V. Stancor P-6134.
 Misuratore S: milliamperometro 0-1 mA.
 Chassis: 1 (25 x 35 x 7,5), (2) 12,5 x 17,8 x 5.
 Custodia - oscillatore battimento: 6,9 x 5 x 10.
 Custodia - 38 x 28 x 23. Wyco CR-7725.
 Quadrante - Eddystone 898.

ta una demoltiplica di sintonia ad ampio rapporto (110 : 1), permettendo un facile accordo dei segnali a SSB. Inoltre, è impiegata la tecnica dell'allargamento di banda con presa intermedia (Fig. 51).

Il rapporto di accordo dell'oscillatore ad alta frequenza (espresso come percentuale della frequenza) può essere adattato a quello degli stadi a RF e rivelatore mediante una corretta regolazione dei condensatori di compensazione nel circuito allargatore di banda.

La sezione a FI Nel ricevitore HBR Deluxe sono usate due frequenze intermedie. La prima frequenza intermedia è a 1615 kHz

e ciò fornisce una buona attenuazione all'immagine nel campo delle onde più corte. La seconda frequenza intermedia è a 85 kHz, e ciò fornisce un'eccellente selettività al canale adiacente. Per le due sezioni a FI sono utilizzati controlli di guadagno separati ed un altro controllo di guadagno si ha nel secondo stadio mescolatore. Normalmente, i guadagni a FI e del mescolatore sono ritardati, dato che il ricevitore ha un guadagno più che sufficiente per tutti i modi di funzionamento.

L'ampia selettività disponibile a 1615 kHz serve ad evitare interferenze che i segnali di radiodiffusione circolare e di assistenza alla navigazione a 1650 kHz potrebbero creare sui segnali desiderati. Nello stadio a

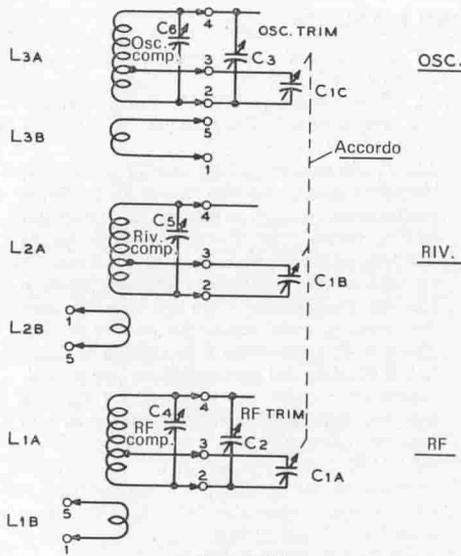


Figura 51

SISTEMA DI ALLARGAMENTO DI BANDA PER IL RICEVITORE

Un semplice ed efficace sistema di allargamento di banda è usato nel ricevitore HBR DELUXE. Poiché l'oscillatore funziona a frequenza spostata rispetto ai circuiti rivelatore e RF, è usato un sistema di allargamento di banda con presa intermedia per consentire all'oscillatore di essere allineato quando sono disposti a comando unico condensatori di accordo simili. L'oscillatore funziona sul lato a frequenza più alta del segnale ricevuto sulle bande degli 80 e 40 m e sul lato a frequenza più bassa sulle bande più alte. La regolazione della presa intermedia della bobina fornisce il corretto campo di allineamento. Questo deve essere più piccolo di quello del rivelatore e dello stadio a RF, poiché l'oscillatore copre un campo di frequenze più piccolo rispetto agli altri stadi, quando entrambi i campi sono espressi in percentuale di frequenza. Le correzioni piccole di frequenza sono effettuate mediante il condensatore « OSC, TRIM » (C_3) e l'allineamento dello stadio a RF è ottenuto mediante il condensatore « RF TRIM » (C_2). I condensatori di compensazione per ogni banda sono posti internamente ai supporti delle bobine intercambiabili.

FI ad alta frequenza è usato un tubo 6BJ6 (V_5), seguito da un secondo mescolatore con tubo 6BC5 (V_6). Il secondo oscillatore di conversione im-

piega un tubo 6C4 (V_7) montato in circuito Pierce controllato a quarzo. La frequenza di conversione è di 1,7 MHz.

Piccoli trasformatori a FI ad alto Q progettati per funzionare su 100 kHz, verranno regolati in modo da funzionare su 85 kHz per fornire una eccellente selettività complessiva. La larghezza della curva di selettività è inferiore a 2 kHz, con una banda passante complessiva che misura circa 4 kHz per 60 dB di attenuazione rispetto al livello del segnale di riferimento. Un moltiplicatore di Q con tubo 12AX7 (V_8) fornisce un'addizionale selettività a FI per la ricezione di segnali telegrafici non modulati oppure può essere usata per ottenere una reiezione ausiliaria in qualunque punto della banda passante a FI, così da attenuare eventuali interferenze. Un limitatore di disturbi a FI impiegante un diodo livellatore 6AL5 (V_{11}) è inserito nel circuito anodico dell'ultimo stadio amplificatore a FI a 85 kHz. Il livello di taglio è regolabile.

Rivelatore, CAG Nel ricevitore HBR e sezione audio Deluxe sono montati due rivelatori. Un tubo 7360 serve come rivelatore a prodotto per la ricezione a SSB e di telegrafia non modulata (V_{12}) con l'iniezione dell'oscillatore locale sulla griglia controllo. Il segnale a FI viene iniettato ad una placca di deflessione, e la risultante uscita contiene la componente di segnale generata dal prodotto con il segnale di entrata. La desiderata componente

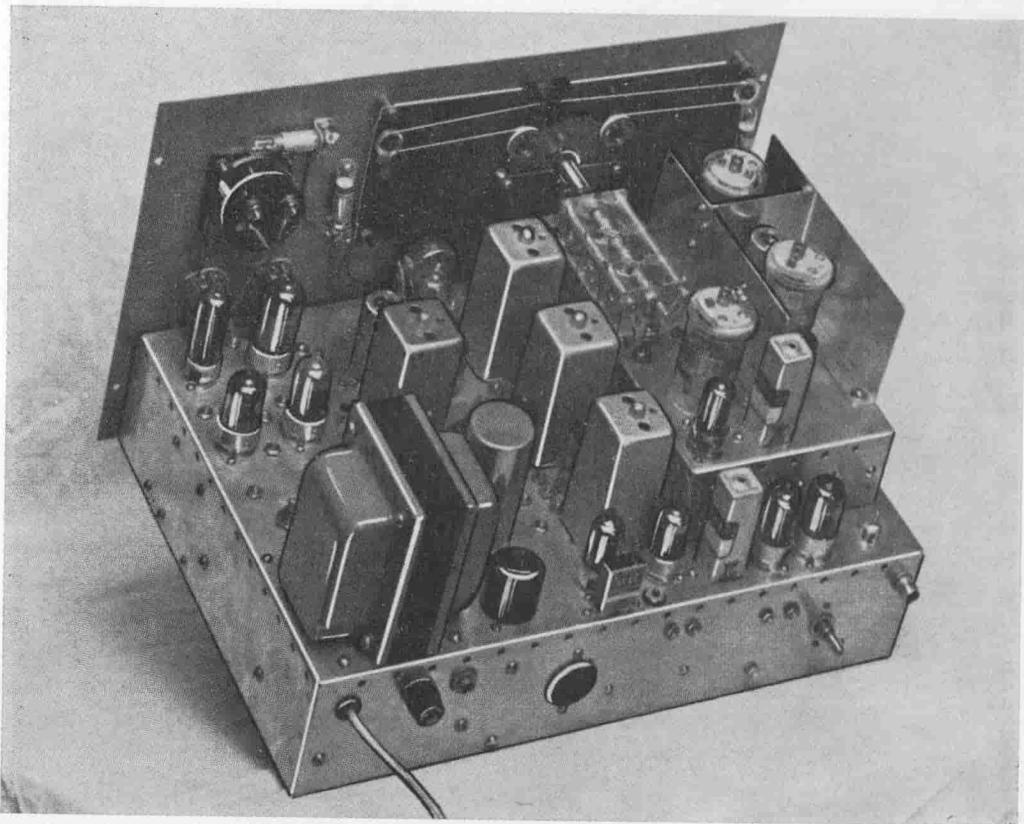


Figura 52

VISTA OBLIQUA DEL RICEVITORE

I componenti a RF sono montati su un sottotelaio situato sopra lo chassis del ricevitore (a destra). Lo chassis è tenuto in posizione mediante viti a paletta agli angoli. Il condensatore principale di accordo è isolato dallo chassis ed è collegato a massa mediante un collegamento separato. E' tenuto in posizione mediante lunghe viti isolate dallo chassis tramite rondelle di fibra.

Lungo la parete posteriore dello chassis (da sinistra a destra): il cavo di alimentazione, il fusibile sulla rete, la presa per l'altoparlante, lo zoccolo ausiliario, il potenziometro per la profondità di avvallamento (R_6) e la presa di antenna. I fori di ventilazione sono visibili attraverso il bordo dello chassis. Al posto del tubo 5V4 è usato un rettificatore innestabile al silicio.

audio viene selezionata e filtrata nel circuito anodico del 7360. Un oscillatore di battimento con tubo 6BH6 (V_{13}) serve per la ricezione a SSB e in telegrafia non modulata. Un rivelatore con tubo 12AU7 ad impedenza

infinita (V_{14}) serve per la ricezione in AM.

Il sistema CAG impiega un « circuito a impulso » (hang-circuit) controllato ad audiofrequenza, particolarmente progettato per i modi a

SSB e a telegrafia non modulata. Esso presenta la caratteristica di una risposta molto rapida che impedisce il sovraccarico del ricevitore sugli impulsi sillabici in SSB, riducendo istantaneamente il guadagno del ricevitore. La riduzione di guadagno rimane in effetti altrettanto lunga quanto è il segnale e quindi dura per circa 0,5 secondi dopo che il segnale sia cessato. Questa sequenza riduce ad un livello minimo il normale tonfo che avviene all'inizio di una sillaba ed elimina l'esaltazione del rumore di fondo alla fine della sillaba, inconvenienti questi che normalmente avvengono con circuiti di CAG meno sofisticati.

Si può effettuare una scelta della rapidità dell'azione del circuito di CAG.

Un triplo diodo 6BC7 (V_{17}) e un doppio triodo 12AU7 (V_{16}) costituiscono il sistema CAG. Il circuito a doppio diodo (V_{17A} e V_{17B}) e la combinazione RC da 470 K/0,01 μ F determinano il tempo inserzione del circuito in attacco, permettendo al condensatore CAG da 0,1 μ F di caricarsi in un tempo relativamente breve. Il condensatore rimane carico, mentre il triodo 12AU7 (V_{16A}) viene interdetto dalla sua azione, e quindi non rimane alcun percorso di scarica verso massa nel circuito CAG, anche quando la tensione sulla rete RC è nulla.

La costante di tempo del circuito di ripristino è considerevolmente più lunga ed è regolata dal commutatore S_1 , che regola l'azione lenta-rapida del CAG. Dopo un dato tempo, la tensione su questo circuito diminui-

sce sufficientemente per permettere al triodo V_{16A} di condurre e di scaricare il condensatore della linea CAG.

Un leggero ritardo di azione del CAG viene ottenuto applicando una polarizzazione fissa al diodo di attacco, per evitare che il circuito venga eccitato dal rumore di fondo oppure da segnali deboli.

Un'unica sezione a triodo con tubo 12AU7 seguita da un tubo 6AQ5 fornisce un livello audio sufficiente per la ricezione in auricolare, oppure per pilotare un altoparlante ad un buon volume di suono. Nello stadio 6AQ5 è inserita una controreazione per fornire una risposta audio sufficientemente uniforme.

Il misuratore di S e l'alimentatore

Il misuratore di S consiste di un semplice voltmetro elettronico che confronta la tensione CAG rispetto ad una tensione di riferimento. Il circuito anodico a ponte 6CB6 (V_{18}) è bilanciato per una indicazione zero dello strumento in assenza di segnale applicato all'entrata del ricevitore, e la tensione di CAG in presenza di un segnale sbilancia il ponte e provoca un'indicazione sullo strumento, proporzionale all'intensità del segnale. Lo strumento può essere usato su tutti i modi di ricezione e fornisce indicazioni utili tanto nei segnali telegrafici come su segnali a SSB o a modulazione di ampiezza.

L'alimentatore utilizza un circuito con filtro ad ingresso induttivo, con le tensioni stabilizzate da un tubo OA2. Nella posizione di « attesa »

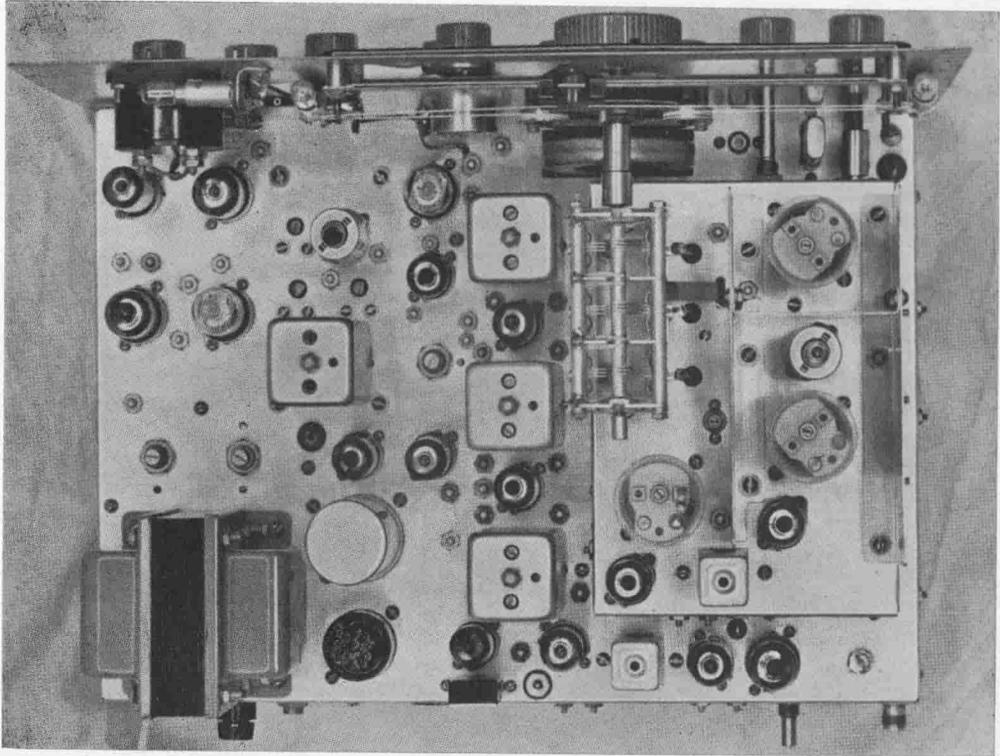


Figura 53

IL RICEVITORE VISTO DALL'ALTO

I componenti principali situati sopra il telaio sono visibili in questa fotografia. Direttamente dietro lo strumento misuratore di campo (in alto a sinistra) vi sono i tubi 6AQ5 e 7360 e dietro il trasformatore di alimentazione vi sono i tubi 6BC7 e 12AU7 del CAG. Vicino al trasformatore di alimentazione vi sono i due potenziometri del misuratore di campo. A destra del trasformatore di alimentazione vi sono il tubo rettificatore 5V4 e il condensatore doppio di filtro da 40 μ F. Dietro il condensatore (verso il pannello) vi sono lo stabilizzatore OA2 e i tubi 6CB6 del misuratore di campo e la presa a jack per il punto di misura del CAG. Vicino al pannello vi è il trasformatore dell'oscillatore di battimento (T_6 , con il relativo tubo tra questo e il pannello). Sotto la parte centrale dello chassis (dietro al pannello frontale) vi sono il quarzo a 1,7 MHz, l'oscillatore 6C4, il trasformatore T_3 a 85 kHz, l'amplificatore 6BJ6 (V_3) a FI, il trasformatore T_4 , l'amplificatore a FI 6BJ6 (V_{10}) e il trasformatore T_5 (vicino al pannello). Alla sinistra del trasformatore T_5 vi sono i tubi 12AU7 (V_{14}) e 6AL5 (V_{11}). Il controllo del limitatore automatico di disturbi (R_6) è lateralmente al trasformatore T_4 .

Lungo la parete posteriore dello chassis (a destra) vi sono il nucleo della bobina L_4 (nell'angolo), il tubo 12AX7 (V_8), il tubo 6BJ6 (V_3), il trasformatore T_2 e il punto di misura a 100 kHz. Sul fronte dello chassis (fra il sottotelaio e il pannello) vi sono il quarzo a 100 kHz e i componenti associati. Si noti che il condensatore di sintonia è accoppiato al quadrante mediante un accoppiamento rigido e un corto prolungamento di alberino. È visibile la striscia piatta di massa del condensatore principale di sintonia ed essa passa attraverso una fenditura per andare all'area sotto lo chassis dove è collegata a massa.

(standby), il relé *RY* interrompe il catodo dello stadio a RF e i circuiti dell'altoparlante del ricevitore, quando esso è azionato dal circuito VOX del trasmettitore.

Un separato trasformatore di filamento serve per i tubi oscillatori, permettendo ad essi di funzionare in permanenza e quindi riducendo drasticamente la deriva termica del ricevitore, particolarmente negli ambienti umidi.

Costruzione del ricevitore Un ricevitore come questo è un'apparecchiatura completa e la sua costruzione deve essere intrapresa solo da persone che siano molto familiari con le apparecchiature riceventi e che abbiano costruito e allineato apparecchiature di analoga complessità.

Il primo passo consiste nel predisporre lo chassis, il pannello, la manopola a demoltiplica e i componenti più grandi su un telaio di cartone, allo scopo di assicurare che il ricevitore possa essere costruito senza che i vari componenti vadano ad interferirsi fra loro.

Il ricevitore è costruito su uno chassis di alluminio avente le dimensioni di $25 \times 22,5 \times 7,5$ cm. Si raccomanda di usare uno chassis che abbia i lati saldati con angolari in ogni angolo, allo scopo di conferire ad esso la massima rigidità. Tutto il ricevitore viene inserito in una custodia di ferro avente le dimensioni di $28 \times 38 \times 23$ cm. Una serie di fori da 3 mm vengono eseguiti attorno ai bordi superiori delle pareti laterali e

inferiore del telaio, per ottenere la ventilazione e un'altra serie di fori da 9,5 mm viene effettuata sulla parete posteriore e sul bordo inferiore della custodia. Il piano inferiore della custodia, inoltre, è forato ad alveare con fori da 9 mm. Altri fori sono anche necessari nella parete posteriore della custodia per i vari cavi e per le terminazioni alle prese e alle spine montate sulla parete posteriore del telaio.

I circuiti a radiofrequenza del ricevitore sono costruiti in un sottotelaio di ferro avente le dimensioni di $13 \times 17 \times 5$ cm, che è montato sopra lo chassis principale, come si vede nelle fotografie. Il sottotelaio è fissato al telaio principale mediante viti a paletta montate agli angoli dello chassis più piccolo.

La posizione del sottotelaio è mostrata nella Fig. 54. L'allineamento della manopola a demoltiplica sul pannello è determinato dalla posizione del condensatore principale di accordo ($C_{1A, B, C}$). Il condensatore usato è di alta qualità, avente un movimento su cuscinetti a sfere anteriore e posteriore e una coppia di attrito controllata. Questo condensatore richiede il minimo sforzo sulla demoltiplica a ingranaggi. Il condensatore di accordo è montato sopra il telaio con due viti, come si vede nelle varie illustrazioni. Si noti che il condensatore è isolato dalla sommità del telaio e dalla manopola a demoltiplica e la struttura del rotore viene collegata a massa mediante una laminetta di massa che, partendo dalla struttura del condensatore, va all'area inferiore del telaio dell'unità a

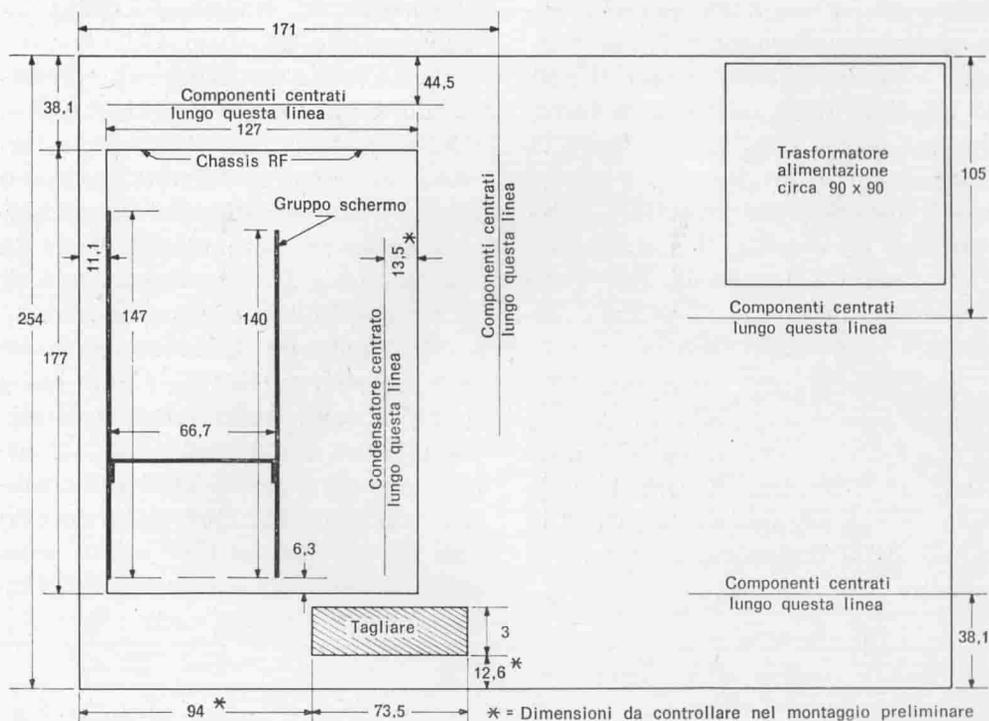


Figura 54

DISPOSIZIONE DEI COMPONENTI PRINCIPALI SULLO CHASSIS
(Le quote sono in millimetri)

RF. Questo sistema di massa impedisce che si formino percorsi di massa spuri nel gruppo a RF, i quali potrebbero dar luogo a reazione e instabilità.

Il condensatore di accordo è comandato mediante un manicotto isolante rigido e le viti di supporto sono regolate e fissate dopo l'allineamento del pannello frontale, assicurando così il minimo sforzo alla manopola.

Lo chassis del ricevitore è fissato al fondo della custodia e lo chassis è montato quasi allineato con il bor-

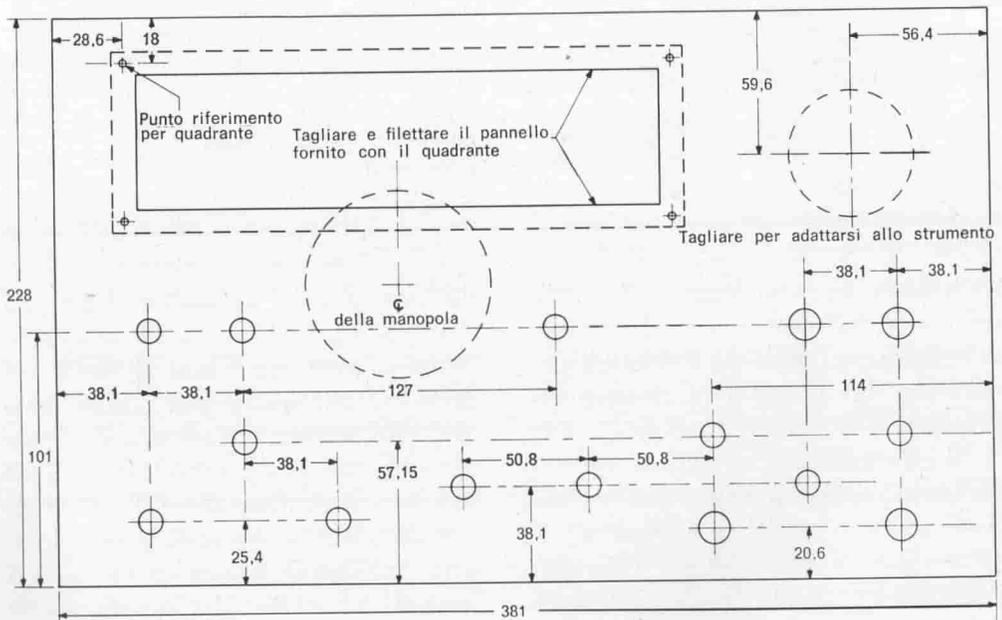
do inferiore del pannello. Il gruppo del quadrante è posto in posizione come si vede nei piani di foratura della Fig. 55. Si consiglia che lo chassis a RF sia temporaneamente fissato sullo chassis più grande dopo aver montato il condensatore di accordo, così da poter controllare la posizione della manopola prima di eseguire i fori nel pannello. Il pannello viene tenuto in posizione mediante dadi e viti esagonali. Sono usati due gruppi di viti, uno per fissare il comando allo chassis (e per distanziare il pannello dallo chassis) e il secondo per

assicurare fortemente il pannello allo chassis. Nello spazio fra il pannello e lo chassis trova posto il bordo inferiore della custodia di ferro, che può essere ritagliata in basso in lunghezza e in larghezza per agevolare il fissaggio del ricevitore nella custodia. Lo chassis, il sottochassis il quadrante e il pannello dovranno essere montati e studiati prima di effettuare i fori sullo chassis.

La posizione dei rimanenti componenti può essere stabilita in base all'osservanza delle fotografie e al piano di foratura. È consigliabile l'uso di una sagoma di carta per lo studio della disposizione, prima di eseguire i fori sul telaio.

Montaggio della parte a RF Le tre bobine instabili, il condensatore di accordo, i tubi a RF (6BZ6, 6BC5 e 6BH6) insieme con il primo trasformatore a FI a 1615 kHz (T_1) vanno montati sul sottochassis. Uno schermo superiore allo chassis isola la bobina a RF L_1 dal condensatore di accordo e dalla bobina oscillatrice L_3 .

Un secondo schermo isola la bobina mescolatrice L_2 . I tubi 6BZ6 e 6BC5 sono nello stesso comparto insieme con la bobina L_2 . È necessario un piccolo schermo attraverso la parte inferiore dello zoccolo del tubo 6BZ6 ed esso viene sistemato in modo da entrare direttamen-



NOTA: Tutti i fori del pannello sono per alberino avente diametro di 9,5 mm.
I fori per gli interruttori a levetta sono da 12,7 mm di diametro.

Figura 55

DISPOSIZIONE DEL PANNELLO PER IL RICEVITORE HBR DELUXE
(Le quote sono in millimetri)

te sopra lo zoccolo, isolando così i collegamenti di griglia dal circuito anodico. I vari condensatori di fuga 6BZ6 vanno collegati a massa sulla lastra di schermo, oltre che nel piedino centrale dello zoccolo.

Per le bobine innestabili e per il tubo oscillatore 6BH6 si useranno zoccoli di ceramica. Lo zoccolo per la bobina L_1 è posto in modo che il piedino 4 sia adiacente al piedino 1 dello zoccolo 6BZ6.

Lo zoccolo della bobina L_2 è orientato alla stessa maniera rispetto allo zoccolo 6BC5. Se lo zoccolo per la bobina L_3 ha una piastra di montaggio metallica, bisognerà porre uno strato di mastice attorno alla parte ceramica per eliminare il movimento fra lo zoccolo e la lastra, fornendo così un solido montaggio per la bobina dell'oscillatore.

Per le connessioni agli zoccoli si userà filo rigido da 1 mm, per evitare l'instabilità causata dal movimento dei collegamenti nel gruppo a RF. Il collegamento dal piedino 3 dello zoccolo della bobina oscillatrice allo statore del condensatore C_1C dovrà essere effettuato con filo rigido da 2 mm per offrire la migliore stabilità meccanica. Tutti i collegamenti di alimentazione al sottochassis a RF vanno portati ad una striscia isolante con molti terminali montata su una parete dell'unità. La connessione tra il trasformatore a FI T_1 sul sottochassis e il piedino 1 dello zoccolo dell'amplificatore a FI 6BJ6 viene effettuata mediante un piccolo isolatore a passante montato sulla parete posteriore del sottochassis e il collegamento dall'isolatore a

passante passa attraverso un gommino montato nel piano dello chassis nella zona del sottochassis.

Il sistema a FI L'amplificatore a FI 6BJ6 (1615 kHz), il trasformatore T_2 e il secondo mescolatore (6BC5, V_6) sono posti sullo chassis principale direttamente dietro il sottochassis a RF. Il moltiplicatore di Q 12AX7 è posto nell'angolo sinistro posteriore dello chassis, con l'oscillatore a quarzo 6C4 e il quarzo a 1,7 MHz all'estremità destra del treno a FI, come si vede nelle fotografie. Il sistema a FI a 85 kHz è situato fra il pannello frontale e la parte posteriore lungo l'asse centrale dello chassis. I trasformatori sono orientati in modo che i collegamenti di anodo e di griglia verso gli zoccoli adiacenti siano corti e non si incrocino l'uno con l'altro. Gli zoccoli evidentemente saranno orientati in modo da fornire collegamenti di griglia ed anodici corti.

Sistemi CAG, audio e alimentazione

L'alimentatore occupa l'angolo posteriore destro dello chassis, con i potenziometri « regolatore S meter » e « zero S meter » situati frontalmente al trasformatore di alimentazione. Il limitatore di rumore e i tubi rivelatori sono vicino alla parte frontale dello chassis, adiacenti al trasformatore a FI T_5 . Il rivelatore a prodotto e il sistema audio sono sulla parte frontale destra dello chassis.

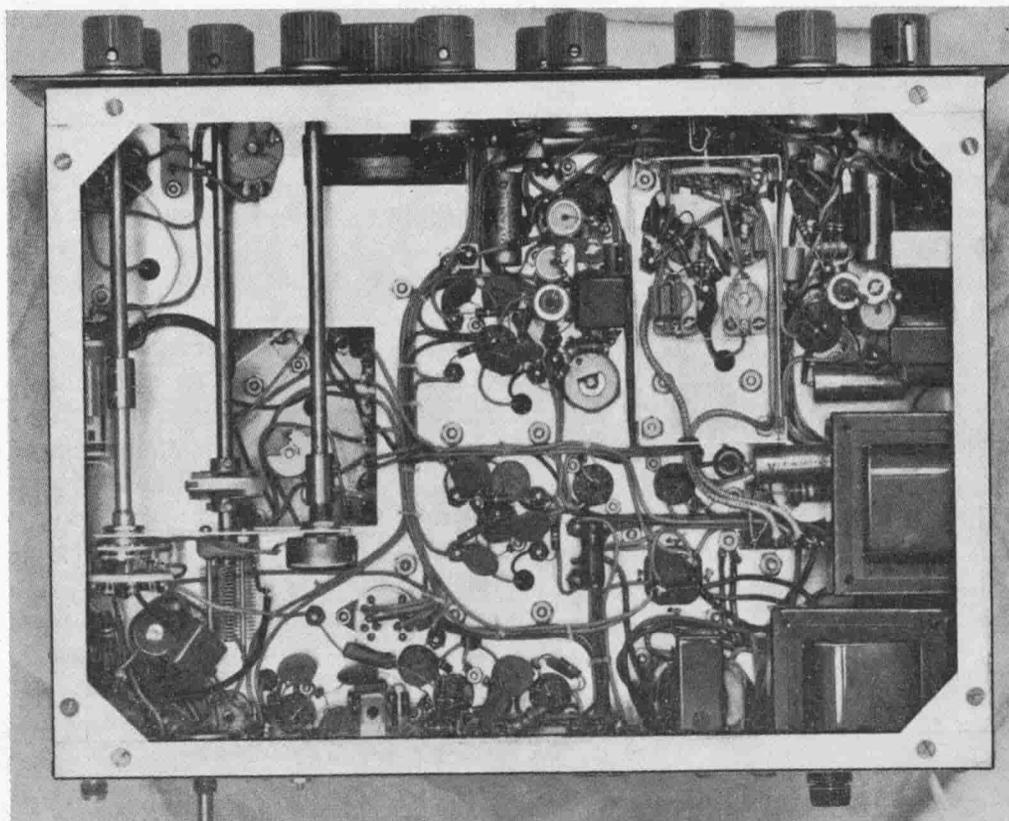


Figura 56

IL TELAIO DEL RICEVITORE VISTO DAL BASSO

I controlli del moltiplicatore di Q e l'interruttore del selettore sono montati su un piccolo squadretto di alluminio nell'estremità inferiore sinistra dello chassis, con una finestra per l'accesso all'area a RF direttamente di fronte a esso. I componenti dell'oscillatore di battimento sono montati su una scatola di alluminio a destra, davanti. I collegamenti di alimentazione allo stadio oscillatore a battimento sono schermati. Il trasformatore di uscita e il trasformatore del CAG sono montati sulla parete laterale dello chassis vicino alla scatola dell'oscillatore di battimento, con le grandi impedenze filtro posteriormente. Il trasformatore di filamento dell'oscillatore è montato sulla parete posteriore dello chassis. Si notino gli angolari avviti al bordo inferiore dello chassis per fornire una maggiore robustezza.

Sotto lo chassis (Fig. 56), i componenti dell'oscillatore di battimento sono contenuti in una scatola di alluminio aventi le dimensioni di $5 \times 7 \times 10$ cm, centrata sotto lo zoccolo del tubo dell'oscillatore stesso.

Le varie impedenze e trasformatori sono montati sulla parete laterale dello chassis, con i comandi del moltiplicatore di Q montati su un sottopannello situato vicino alla parte posteriore del ricevitore. Prolungamen-

ti di alberino accoppiano questi comandi con le manopole sul pannello. Boccole da pannello sono situate su tutti i prolungamenti di alberino.

Esecuzione dei collegamenti del ricevitore

I collegamenti del ricevitore verranno eseguiti nella maniera ordinaria, uno stadio alla volta. Anzitutto si effettueranno i collegamenti di alimentazione e dei filamenti. Il costruttore dovrà evitare di sovraccaricare i collegamenti di filamento, collegando gli zoccoli in diverse branche di 4 o 5 tubi, con collegamenti separati che vanno dal trasformatore di filamento ad ogni gruppo. Per ridurre l'accoppiamento delle correnti di massa a RF, tutte le masse per ogni singolo stadio dovranno avere il ritorno a quello stadio, preferibilmente ad un punto comune di massa, posto vicino allo zoccolo del tubo. I condensatori di catodo, i condensatori di fuga sul CAG e i condensatori di schermo, per esempio, possono ritornare tutti ad una connessione di massa vicino al piedino catodico dello zoccolo in questione. I componenti dovranno essere raggruppati quanto più possibile attorno ad uno zoccolo, e non sovrapposti sopra lo zoccolo, sicchè quest'ultimo possa essere raggiunto agevolmente per effettuare le misure di tensione.

Prima di montare il trasformatore T_0 dell'oscillatore di battimento, si toglierà il condensatore di compensazione a mica del tipo a pressione dalla custodia del trasformatore. Un condensatore ceramico da 25 pF

(C_{11}) in parallelo con il condensatore a mica argentata da 175 pF verrà montato sotto lo chassis nella custodia dell'oscillatore di battimento. Questa sostituzione elimina una leggera instabilità di frequenza notata sui segnali a SSB dovuta alla flessione della molla sul condensatore a pressione.

Dopo che l'alimentatore sia stato montato e provato, si potrà controllare il sistema ad audiofrequenza applicando il segnale audio alla estremità in alto del controllo di guadagno audio (R_7). L'oscillatore di battimento potrà essere controllato per un corretto funzionamento con un voltmetro elettronico, se si dispone di questo strumento, misurando la tensione a RF rettificata sull'anodo del tubo oscillatore 6BH6, che dovrà essere di circa 10 V.

I collegamenti di alimentazione dalla custodia dell'oscillatore di battimento dovranno essere schermati sotto calza, con la calza collegata a massa ad entrambe le estremità del collegamento.

Il sistema a FI e l'oscillatore di conversione a quarzo possono essere controllati iniettando un segnale di prova a 1615 kHz sulla griglia del primo tubo amplificatore a FI (V_5). Tutto il ricevitore, meno il gruppo a RF, può essere completato e controllato, stadio per stadio, man mano che il montaggio procede.

I circuiti a RF I dati per le bobine innestabili sono riportati nella tabella di Fig. 57. Le bobine sono facili da avvolgere e il rice-

TABELLA DELLE BOBINE

	TABELLA DELLE BOBINE			TABELLA DELLE BOBINE	
3,5 MHz	<p>L_{1A}, L_{2A} - 29 spire filo 0,4 mm avvolte strettamente, poi 3,5 spire distanziate 6,3 mm, poi 4 spire avvolte strettamente, infine presa a 31,1/4 spire. Totale 36,5 spire</p> <p>L_{3A} - 15 spire filo 0,65 mm avvolte strettamente, poi 3,5 spire distanziate su 8 mm; presa a 18,1/4 spire (totale 18,5 spire)</p> <p>C_4, C_5 - condensatore di compensazione in aria da 50 pF</p> <p>C_6 - condensatore di compensazione in aria da 75 pF</p>	<p>L_{1B} - 5,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 9,5 mm da L_{1A}</p> <p>L_{2B} - 9,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 8 mm da L_{2A}</p> <p>L_{3B} - 11,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 4,7 mm da L_{3A}</p>	14 MHz	<p>L_{1A}, L_{2A} - 11,1/2 spire filo 0,65 mm, lunghezza 23,8 mm, presa a 4,1/4 spire</p> <p>L_{3A} - 8,1/2 spire filo 0,65 mm, lunghezza 12,7 mm, con presa a 8,1/4 spire</p> <p>C_4, C_5 - compensatore aria 25 pF</p> <p>C_6 - compensatore in aria da 50 pF + 200 pF mica argentata</p>	<p>L_{1B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 8 mm da L_{1A}</p> <p>L_{2B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 11,1 mm da L_{2A}</p> <p>L_{3B} - 11,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 3,2 mm da L_{3A}</p>
				<p>L_{1A}, L_{2A} - 8,1/2 spire filo 0,65 mm con lunghezza 22,2 mm. Presa a 2,1/4 spire</p> <p>L_{3A} - 5,1/2 spire filo 0,65 mm, lunghezza 9,5 mm. Presa a 4,1/4 spire</p> <p>C_4, C_5 - compensatore in aria 25 pF</p> <p>C_6 - compensatore in aria 50 pF + 140 pF mica argentata</p>	<p>L_{1B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 8 mm da L_{1A}</p> <p>L_{2B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 8 mm da L_{2A}</p> <p>L_{3B} - 8,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 4 mm da L_{3A}</p>
7 MHz	<p>L_{1A}, L_{2B} - 6,5 spire filo 0,65 mm strettamente avvolte e poi 16 spire distanziate del diametro del filo per una lunghezza totale di 25 mm, presa a 9,3/8 spire (totale 22,5 spire)</p> <p>L_{3A} - 6,1/2 spire filo 0,65 mm distanziate 1 diametro del filo, poi 7 spire distanziate in modo da ottenere una lunghezza totale di 14,3 mm; presa a 13,1/4 spire (totale 13,1/2 spire)</p> <p>C_4, C_5 - (compensatore in aria 50 pF)</p> <p>C_6 - compensatore in aria 50 pF + 68 pF mica argentata</p>	<p>L_{1B} - 2,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 11,1 mm da L_{1A}</p> <p>L_{2B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 9,5 mm da L_{2A}</p> <p>L_{3B} - 10,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 2,4 mm da L_{3A}</p>	28 MHz	<p>L_{1A}, L_{2A} - 5,1/2 spire filo 0,65 mm, lunghezza 23,8 mm. Presa a 2,3/8 spire.</p> <p>L_{3A} - 5,1/2 spire filo 0,65 mm, lunghezza 12,7 mm. Presa a 5,1/4 spire</p> <p>C_4, C_5 - compensatore 25 pF</p> <p>C_6 - compensatore 50 pF in aria + 47 pF mica argentata</p>	<p>L_{1B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 4,8 mm da L_{1A}</p> <p>L_{2B} - 3,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 9,5 mm da L_{2A}</p> <p>L_{3B} - 8,7/8 spire filo 0,4 mm distanziate di 4 mm da L_{3A}</p>

NOTE: Tutte le bobine sono avvolte con filo smaltato su un supporto di polistirolo da 32 mm di diametro con spina a 5 piedini (Allied Radio 46-Z-696). Le prese sono contate dall'estremità inferiore della bobina.

Sulle bobine « A », le spire indicate saranno ugualmente distanziate per la lunghezza specificata. Le bobine « B » sono avvolte strettamente.

« A » e « B » sono avvolte nella stessa direzione.

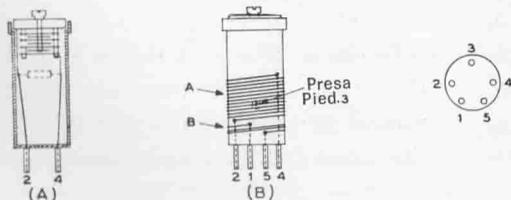


Figura 57

TABELLA DELLE BOBINE PER
IL RICEVITORE HBR DELUXE

vitore è semplice da allineare. Si useranno supporti di bobina a 5 piedini da 30 mm di diametro in polistirolo, ottenibili dalla Allied Radio Co, Chicago. Ill. (numero di catalogo 46-Z-696). La Fig. 57 illustra gli avvolgimenti e li mostra in relazione con i piedini delle bobine. Tutte le bobine sono avvolte nella stessa direzione sul supporto e un condensatore di compensazione in aria verrà montato internamente al supporto. Il condensatore tipo MAPC usato come trimmer dovrà avere piastre di ottone e non di alluminio, per la migliore stabilità di frequenza. I condensatori Hammarlund sono consigliabili.

Il condensatore trimmer è tenuto al suo posto mediante mastice Duco, oltre che dai collegamenti a filo che da esso vanno al giusto piedino dello zoccolo. Nel gruppo della bobina dell'oscillatore è usato un condensatore di compensazione a mica argentata che è montato nella posizione visibile nella figura. Il terminale del rotore del condensatore di compensazione MAPC è collegato al terminale di massa a RF dell'avvolgimento della bobina e lo statore è collegato all'ultima spira in alto (griglia) della bobina.

Il primo passo consiste nell'avvolgere la bobina primaria (avvolgimento B). Si effettueranno dei piccoli fori lateralmente nel supporto per la connessione ai piedini 1 e 5. I fori saranno distanti circa 12 mm rispetto al foro del piedino 5, vicino al punto dove verrà posta la spira inferiore dell'avvolgimento secondario. Ciò consente di avere uno spa-

zio sufficiente per spostare l'avvolgimento primario in alto e in basso sul supporto della bobina, così da ottenere il corretto grado di accoppiamento fra gli avvolgimenti.

La quantità di filo necessaria per gli avvolgimenti verrà preventivata in precedenza e una estremità del tratto di filo verrà pulita, passata attraverso un foro già eseguito sopra il piedino 1 e poi dentro il piedino stesso. Dopo avere afferrato il filo all'estremità del piedino, esso verrà rapidamente saldato mediante un saldatoio ben caldo. Si terrà il piedino mediante una pinza a punte piatte che funziona da dissipatore di calore, sicchè il supporto non venga deformato dall'eccessivo calore.

L'estremità libera del tratto di filo viene ora fissata ad un oggetto pesante o fisso: il filo viene tirato mediante una trazione non eccessiva e avvolto sul supporto della bobina tenendolo sempre teso, ruotando la parte in alto del supporto verso l'operatore, e accertandosi che il filo sia sempre in tensione.

Quando è stato avvolto il giusto numero di spire sul supporto, si fermerà l'avvolgimento per evitare che si allenti, si taglia il filo alcuni centimetri più lungo della lunghezza necessaria per andare attraverso il foro eseguito sopra il piedino 5 e per uscire oltre il piedino. Si pulisce la estremità del filo, la si tiene ben tesa attraverso il supporto e attraverso il piedino. Tenendolo sempre tirato, si salderà il filo al piedino e si taglierà il tratto di filo eccedente. Si libererà il piedino dall'eccesso di stagno o di disossidante.

La stessa tecnica si userà per l'avvolgimento secondario più grande. È necessario un foro supplementare nel supporto della bobina per la connessione della presa intermedia dell'avvolgimento. Il foro per tale presa è alquanto più grande degli altri (avrà il diametro di circa 6 mm) per permettere di saldare la giuntura senza che il saldatoio danneggi il supporto sottostante di polistirolo, che ha bassa temperatura di fusione. I capi dell'avvolgimento secondario verranno saldati dopo che gli altri fili del condensatore di compensazione MAPC siano stati anch'essi infilati nei rispettivi stessi piedini. È facile approssimare la distanza fra le spire man mano che la bobina viene avvolta e, se necessario, tale distanza può essere regolata dopo aver completato l'avvolgimento.

Si può eseguire provvisoriamente l'avvolgimento sul supporto allo scopo di determinare la posizione del foro della presa intermedia. Dopo aver eseguito l'avvolgimento provvisorio, si toglierà lo smalto dal filo nel punto dove andrà la presa intermedia e si salderà un piccolo tratto di filo a questa zona di filo pulito, che verrà fatto passare attraverso il foro della presa intermedia per giungere al piedino 3.

L'ultimo passo consiste nel fissare il condensatore di compensazione MAPC al suo posto e nel montare il condensatore ausiliario di compensazione a mica argentata, usato in alcune bobine oscillatrici. Ai terminali del rotore dello statore del condensatore variabile verranno saldati tratti di filo nudo, I fili vanno ai

piedini 2 e 3: il rotore va al piedino 2 (massa a RF) e lo statore va al piedino 3. Dopo aver sistemato i fili del condensatore MAPC, insieme con i capi dell'avvolgimento secondario, potranno essere saldati i piedini. Prima di saldare, si controlli che non vi siano fili che impediscano la rotazione del condensatore e che il condensatore possa essere azionato facilmente senza che le lamine del rotore vadano a toccare il supporto di ogni bobina.

Dopo aver completata la saldatura, il condensatore MAPC potrà essere ancorato al suo posto, prima di applicare il mastice, mediante una spina dentellata.

Il condensatore di compensazione fisso della bobina oscillatrice verrà montato fra il terminale dello statore del condensatore MAPC e il filo che, dal rotore del MAPC, va verso il piedino 2. Il gruppo del condensatore MAPC e del condensatore di compensazione fisso verrà saldato insieme prima di venire infilato dentro il supporto della bobina. Quando si termina un gruppo di bobine, lo si può inserire nel ricevitore e si regoleranno i circuiti per approssimare le frequenze, mediante un ondometro oscillatore ad assorbimento di griglia.

Allineamento del ricevitore Il sistema a FI del ricevitore HBR Deluxe verrà allineato per primo, seguito poi dalla sezione a RF.

Mentre colui che abbia esperienza può allineare il ricevitore ad orecchio, è consigliabile usare per l'alli-

neamento un frequenzimetro BC-221 (oppure LM) insieme con un onda-metro oscillatore ad assorbimento di griglia e ad un ricevitore che copra tutte le gamme.

L'allineamento verrà effettuato iniettando nel ricevitore segnali di varie frequenze e tarando i condensatori regolabili dei circuiti accordati per la massima resa. Se il segnale di prova è modulato con una nota audio, la resa del ricevitore potrà essere osservata mediante un voltmetro a corrente alternata ad alta impedenza posto sui terminali di uscita dell'altoparlante. Se il segnale di prova non è modulato, si può impiegare lo « S meter » del ricevitore, oppure un voltmetro elettronico posto sulla linea del CAG.

Allineamento a FI

Per l'allineamento del sistema a FI a 85 kHz si userà l'oscillatore di battimento del ricevitore. Con il commutatore di funzione nella posizione bfo, si regola la seconda armonica del bfo su 170,0 kHz usando il campo a frequenza bassa del frequenzimetro BC-221. Una piccola quantità di segnale sviluppato dal bfo verrà accoppiata al circuito anodico del secondo tubo mescolatore (V_6) e si regoleranno i trasformatori T_3 , T_4 e T_5 , per la massima resa. Per accoppiare il bfo al secondo mescolatore, si disporrà un pezzetto di filo dalla sommità dello zoccolo 7360 (si toglie il tubo e si sonda il piedino 3) al mescolatore. Si avvolge il filo attorno al bulbo del mescolatore. Per questa procedura si

porrà il commutatore S_3 nella posizione SSB.

Dopo che il sistema a FI sia allineato su 85 kHz, si può regolare l'oscillatore di battimento per una corretta selezione delle stazioni telegrafiche o a banda laterale. Ciò verrà effettuato con il frequenzimetro BC-221, regolando la seconda armonica dell'oscillatore di battimento su 168,4 kHz per la ricezione in SB1 e su 171,6 kHz per la ricezione in SB2. L'oscillatore di battimento verrà regolato su 169,2 kHz per la ricezione telegrafica. Si noti che SB1 e SB2 costituiscono rispettivamente le bande laterali superiore e inferiore. Sugli 80 m, dove l'oscillatore di accordo ad alta frequenza ha una frequenza più alta del segnale ricevuto, la banda laterale superiore risulta invertita rispetto a quanto avviene su 20 m, dove l'oscillatore di accordo ha una frequenza più bassa del segnale ricevuto.

Dopo aver allineato il sistema a FI a bassa frequenza si inseriscono il quarzo di conversione a 1,7 MHz e il tubo oscillatore 6C4 e si controlla il funzionamento del quarzo sintonizzandolo su un ricevitore funzionante su 1,7 MHz e osservando se il funzionamento dell'oscillatore è stabile. Successivamente si accorda il BC-221 su 1615 kHz e si accoppia lascamente il segnale di prova all'anodo del primo mescolatore 6BC5 (V_2).

Si allineano i trasformatori T_1 e T_2 per la massima risposta a questa frequenza. I controlli di guadagno verranno ritardati per evitare che avvenga sovraccarico man ma-

no che aumenta il guadagno del ricevitore. Si può notare instabilità quando i controlli sono avanzati alla posizione di massimo guadagno. Il ricevitore ha una grande riserva di guadagno e con corretto allineamento, non dovrà apparire alcun segno di oscillazione ai normali livelli di guadagno necessari al funzionamento.

Allineamento a RF

L'allineamento a RF viene ottenuto regolando i vari condensatori di compensazione posti nelle bobine intercambiabili e, se necessario, variando l'induttanza delle bobine. Sono necessarie due regolazioni: allineamento e copertura di banda. Entrambe queste regolazioni vengono svolte sul circuito oscillatore ad alta frequenza e sono poi ripetute nei circuiti mescolatore e a RF. La procedura verrà meglio svolta iniziando dalla banda a frequenze basse, ad esempio scegliendo la banda a 40 m. La tabella di allineamento mostra che si ottiene un corretto allineamento su 40 m quando lo stadio oscillatore ad alta frequenza varia da 5,4 a 5,7 MHz, mentre gli stadi a RF e mescolatore sono accordati su 7-7,3 MHz.

Il primo passo consiste nel regolare il campo dell'oscillatore per una corretta copertura di banda, ciò che viene ottenuto con l'aiuto del frequenzimetro BC-221. Il BC-221 viene posto su 5,4 MHz e la manopola principale di accordo del ricevitore verrà posta in modo che il condensatore di sintonia sia chiuso a circa il 90 %.

Il condensatore di compensazione dell'oscillatore C_3 verrà posto a metà capacità. Il condensatore di compensazione dell'oscillatore (C_6) nel supporto della bobina verrà regolato in modo che la frequenza dell'oscillatore, misurata dal frequenzimetro, sia 5,4 MHz. Si farà un segno sul quadrante del ricevitore e successivamente si pone il BC-221 su 5,7 MHz. Si regola la manopola principale di accordo del ricevitore in modo da accordare l'oscillatore ad alta frequenza sulla stessa frequenza, e ciò dovrà avvenire con il condensatore di accordo aperto a circa il 10 %. Se ciò non avviene, si regola il condensatore di compensazione dell'oscillatore C_6 per ottenere la giusta posizione del punto di prova a 5,7 MHz sul quadrante del ricevitore.

Se per allineare il circuito su 5,7 MHz occorre aumentare la capacità del condensatore, vuol dire che la presa intermedia sulla bobina dell'oscillatore è troppo alta e che la porzione dell'avvolgimento compresa fra la presa intermedia e la massa deve essere allargata leggermente, in maniera da diminuire l'induttanza. Se invece il compensatore deve essere ridotto di capacità, vuol dire che la presa intermedia sulla bobina è troppo bassa e quindi la parte di avvolgimento compresa fra la presa intermedia e massa deve essere stretta per aumentare l'induttanza. Mediante piccole regolazioni della parte inferiore dell'avvolgimento dell'oscillatore, i punti a 5,4 MHz e 5,7 MHz possono venire posti fino alle estremità del quadrante di accordo, e allora la corretta copertura verrà

TABELLA II.

TABELLA DELLE TENSIONI PER IL RICEVITORE									
Le misure sono effettuate con voltmetro elettronico. Tutti i comandi sono a metà corsa, eccetto il guadagno a RF che è completamente al massimo. Il moltiplicatore di Q su « esaltazione ». Il commutatore di funzione su SB2, CAV su rapido, limitatore di disturbo inserito.									
TUBI	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V ₁	-0.4	0.9	6.3	0	125	125	0.9	—	—
V ₂	0	4.25	6.3	0	240	125	4.25	—	—
V ₃	-4.1	0	6.3	0	50	88	0	—	—
V ₄	—	250	—	280	—	280	—	250	—
V ₅	-0.3	31	6.3	0	235	215	0	—	—
V ₆	0	31	6.3	0	240	220	31	—	—
V ₇	110	—	6.3	0	110	-15	0	—	—
V ₈	230	0	2.8	0	0	-0.7	-0.5	0	6.3
V ₉	-0.26	31	6.3	0	240	225	31	—	—
V ₁₀	-0.26	31	6.3	0	240	225	31	—	—
V ₁₁	240	165	6.3	0	240	0.12	240	—	—
V ₁₂	7.6	110	-1.8	6.3	0	76	24	20	20
V ₁₃	-34	0	6.3	0	150	72	0	—	—
V ₁₄	230	0	16	0	0	74	0	2.7	6.3
V ₁₅	0	12.8	6.3	0	235	235	0	—	—
V ₁₆	0	-0.7	-0.3	0	0	235	0	7	6.3
V ₁₇	0.13	-0.3	0	6.3	0	0.13	13.2	-7.6	9.1
V ₁₈	-0.26	4.1	6.3	0	235	235	4.1	—	—

posizionata sul quadrante senza necessità di aggiustare il condensatore di compensazione della bobina dell'oscillatore. Se si desidera una larghezza di banda più o meno grande, si sposterà di una frazione di spira la presa sulla bobina, cambiando così l'induttanza dell'avvolgimento che sta sotto la presa intermedia.

Dopo aver allineato il circuito dell'oscillatore sul corretto campo di frequenze, si può inserire nel suo zoccolo il tubo mescolatore, insieme

con la bobina mescolatrice L_2 . Si regola il frequenzimetro BC-221 su 7 MHz, e si pone il quadrante del ricevitore sul punto dell'oscillatore a 5,4 MHz. Si dovrà sentire il segnale di prova nel ricevitore e si regola il condensatore di compensazione del rivelatore per la massima resa. Il generatore di segnale viene poi posto su 7,3 MHz e si porta il quadrante del ricevitore sul punto dell'oscillatore a 5,7 MHz. Si regola il condensatore di compensazione del rivelatore per la massima risposta, notando se la ca-

TABELLA III.

TABELLA DI TARATURA PER IL RICEVITORE			
Banda	Stadio	C_1 Max.	C_1 min.
80	R.F.	3500	4000
	RIV.	3500	4000
	OSC.	5100	5600
40	R.F.	7000	7300
	RIV.	7000	7300
	OSC.	5400	5700
20	R.F.	14.0	14.35
	RIV.	14.0	14.35
	OSC.	6.2	6.375
15	R.F.	21.0	21.5
	RIV.	21.0	21.5
	OSC.	9.7	9.95
10	R.F.	28.0	29.7
	RIV.	28.0	29.7
	OSC.	13.2	14.05

pacità deve essere aumentata o diminuita. L'avvolgimento compreso fra la presa intermedia della bobina del mescolatore (L_2) e massa verrà ora regolato nella maniera descritta per la bobina dell'oscillatore, finché la posizione del condensatore di compensazione rimanga la stessa per entrambe le estremità del campo di accordo. Questa regolazione verrà ripetuta per lo stadio a RF, con il condensatore di compensazione (C_2) a RF posto a metà scala. Con la cura necessaria, tutta l'operazione di allineamento dovrà essere effettuata in meno di un'ora per il primo gruppo di bobine e, con l'esperienza, le regolazioni per le rimanenti bobine richiederanno un tempo ancora minore.

Per la regolazione dei gruppi di bobine per 20, 15 e 10 m si seguirà la

stessa procedura di quella usata per le bobine a 40 e 80 m, eccetto che si userà per l'iniezione del segnale la seconda armonica della frequenza dell'oscillatore. Anche così, il campo di accordo dell'oscillatore dovrà essere regolato sulla frequenza fondamentale con l'aiuto del frequenzimetro.

Dopo aver completato l'allineamento, si potrà tarare il quadrante del ricevitore. L'ultimo passo consiste nell'incollare gli avvolgimenti delle bobine al loro posto.

Non bisogna ricoprire tutto l'avvolgimento, ma si debbono usare solo 5 o 6 strisce verticali di mastice plastico per tenere al loro posto le spire.

Regolazione del S meter Con il ricevitore in funzione e il tubo 6CB6 (V_{18}) tolto dal suo zoccolo, si regola il controllo di sensibilità così da portare l'indicazione dello S meter a fondo scala. Si inserisce nel suo zoccolo il tubo 6CB6. Dopo che esso si sia riscaldato, si pone il commutatore CAG su « off » e si regola il controllo di zero per un'indicazione zero dello strumento.

Regolazione finale Con il ricevitore in funzione, si ricevono i segnali e si potrà effettuare l'allineamento finale. La corretta regolazione delle bobine L_1 e L_2 è particolarmente importante sulle bande diletantistiche a più alta frequenza. L'indicazione vera del corretto allineamento è data dall'azione del con-

densatore di compensazione MAPC negli stadi a RF e mescolatore. Una certa compensazione del disallineamento dello stadio RF può essere ottenuta con il compensatore di antenna C_2 . Un disallineamento del circuito accordato del mescolatore potrà dar luogo ad una perdita di sensibilità, particolarmente sulle bande a 15 e 10 m.

Dal corretto livello dell'iniezione del primo oscillatore al mescolatore V_2 dipende il guadagno del mescolatore. Il condensatore di accoppiamento C_7 dovrà essere regolato sul minimo valore compatibile con la massima intensità dei segnali deboli, letta sul misuratore di campo.

La reazione dell'oscillatore dipende dal grado di accoppiamento tra gli avvolgimenti primario e secondario della bobina L_3 . Un'insufficiente reazione potrà essere denotata da un funzionamento difettoso dell'oscillatore, da instabilità di frequenza o da basso rendimento di conversione del primo stadio mescolatore. Una eccessiva reazione è caratterizzata da fischi o cinguettii sui segnali ricevuti e in qualche caso da escursioni erranee di frequenza man mano che si accorda l'oscillatore. La regolazione della reazione però non è critica e i dati delle bobine consentono di ottenere il giusto grado di reazione, compatibile con un funzionamento stabile e corretto.

Il guadagno e la selettività a RF dei circuiti a RF del ricevitore possono essere variati regolando il grado di accoppiamento tra gli avvolgimenti primario e secondario della bobina del mescolatore L_2 . La distan-

za fra gli avvolgimenti può essere aumentata a 16 mm per evitare sovraccarico causato da segnali forti o desensibilizzazione. Evidentemente il guadagno del ricevitore verrà ridotto conformemente. Una riduzione del numero di spire dell'avvolgimento di antenna della bobina L_1 potrà essere utile in alcuni casi.

A causa dell'agevole costruzione del ricevitore HBR Deluxe e dell'uso di bobine intercambiabili, questo ricevitore dà molte soddisfazioni agli sperimentatori e si possono effettuare molte interessanti varianti e modifiche al ricevitore base, dopo che esso sia stato fatto funzionare correttamente. Questo ricevitore è un valido accessorio per la stazione di un radiodilettante attivo.

1-8 Convertitore mobile transistorizzato.

Esistono apparecchiature mobili specializzate per funzionamento sulle bande di 2 e 6 m ed esiste qualche apparecchiatura mobile costruita per la banda di 432 MHz.

La disponibilità di apparecchiature surplus ha tuttavia stimolato l'attività mobile in FM, particolarmente su 2 m, dove l'uso di ripetitori fissi a FM posti su località elevate ha dato maggiore impulso al funzionamento mobile in VHF. La recente tendenza è orientata verso l'uso di ricetrasmittitori mobili a SSB per funzionamento su onde corte.

Il basso « ciclo utile » delle apparecchiature a SSB, in contrasto con il forte assorbimento di potenza del-

le normali apparecchiature per AM, ha incoraggiato l'uso di apparecchiature a banda laterale unica, aventi potenza relativamente alta, in molte installazioni mobili.

Tuttavia, la rigida stabilità di frequenza necessaria per una soddisfacente ricezione in SSB ha costretto a trascurare la popolare combinazione convertitore accordato e ricevitore per auto, inizialmente usata per la ricezione in AM.

I convertitori a transistori controllati a quarzo hanno raggiunto un certo grado di popolarità se combinati con apparecchi autoradio a transistori per consentire la ricezione mobile di segnali dilettantistici.

Se il convertitore comprende un oscillatore di battimento di demodulazione, esso può essere usato anche per una soddisfacente ricezione in SSB. A tale categoria di convertitori appartiene quello che adesso descriviamo.

Questo economico convertitore mobile con 3 transistori può essere usato insieme con un apparecchio autoradio a transistori per ricezione di AM, SSB o di telegrafia sulle bande dilettantistiche di 80 o 40 m. Il convertitore è alimentato autonomamente da una batteria miniatura a 9 V e fornisce una soddisfacente ricezione quando è usato insieme con un'antenna a frusta accordata.

Lo schema elettrico del convertitore è riportato nella Fig. 58. Questo apparato impiega economici transistori di tipo universale ed è di costruzione molto facile.

Il transistore Q_1 serve come stadio mescolatore. Il segnale in arrivo

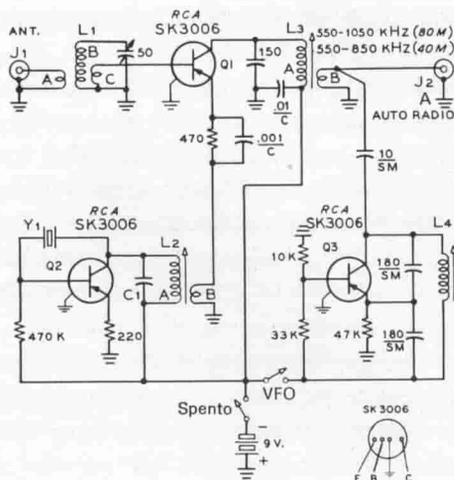


Figura 58

SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE MOBILE TRANSISTORIZZATO

- L_1 - 80 m. Circa $40 \mu\text{H}$, 56 spire filo smaltato 0,5 mm avvolte su supporto lungo 50 mm, diametro 25 mm (Air-Dux 832T). Gli avvolgimenti dei link A e B sono ciascuno di 10 spire filo da 0,7 mm doppia copertura di cotone all'estremità di massa di L_1 .
- 40 m. Circa $17 \mu\text{H}$, 24 spire filo smaltato 0,5 mm avvolte su supporto lungo 20 mm, diametro 25 mm (Air-Dux 832T). Gli avvolgimenti dei link A e B sono di 7 spire filo da 0,7 mm doppia copertura di cotone all'estremità di massa di L_1 .
- L_2 - 80 m. Circa $35 \mu\text{H}$ (J. W. Miller 21A-335RBI). L'avvolgimento del link B è di 4 spire filo 0,7 mm doppia copertura di cotone all'estremità inferiore dell'avvolgimento A. Il condensatore C_1 è da 50 pF.
- 40 m. Circa $20 \mu\text{H}$ (J. W. Miller 21A-225RBI). L'avvolgimento del link è come per 80 m. Il condensatore C_1 è da 30 pF.
- L_3 - 190-330 μH (J. W. Miller 4513). Accordare sulla parte di banda impiegata. L'avvolgimento del link B è di 30 spire filo da 0,7 mm doppia copertura di cotone, sull'estremità inferiore di L_3 .
- L_4 - 3,3-4,1 mH (J. W. Miller 21A333RBI). Accordare per una corretta ricezione in SSB.
- Y_1 - 80 m, 2,950 MHz. 40 m, 6,450 MHz.

su 80 e 40 m è applicato al circuito di base ed il segnale di mescolazione locale è accoppiato a link nel circuito di emettitore.

Uno stadio oscillatore a transistore controllato a quarzo (Q_2) fornisce la corretta frequenza di mescolazione. Per la ricezione a SSB e telegrafica è usato un oscillatore separato di battimento (Q_3) e l'oscillatore di battimento viene accordato sulla frequenza intermedia dell'autoradio, che in molti casi è di 262 kHz. L'oscillatore di battimento è accoppiato al circuito a FI attraverso la capacità parassita del circuito di entrata dell'autoradio.

La selezione di banda è ottenuta mediante l'opportuna scelta di bobine e quarzi.

Il costo del convertitore è così modesto che è meglio costruire convertitori separati per ogni banda dilettantistica piuttosto che tentare di effettuare un sistema di commutazione di banda su un unico convertitore.

Il convertitore può essere costruito su un pezzo di piastra da circuito stampato rivestita di rame e posto in una scatola di alluminio, alla maniera illustrata per la costruzione del convertitore per VHF nei primi paragrafi di questo capitolo.

Si consiglia di usare zoccoli per transistori, per evitare che il riscaldamento della saldatura danneggi i transistori. Il convertitore dovrà essere provato stadio per stadio.

Il funzionamento dell'oscillatore-mescolatore verrà provato controllando in un ricevitore vicino la frequenza del quarzo al variare della

posizione del nucleo della bobina L_2 . Si inietterà quindi un segnale di prova, sulla banda dilettantistica prescelta, nella presa di antenna (J_1) e si collega temporaneamente il convertitore al ricevitore della stazione o a un normale apparecchio radio, accordato sull'estremità più bassa della banda delle radioaudizioni circolari.

I circuiti accordati L_1 e L_3 sono fatti risonare per la massima intensità del segnale vicino al centro della banda dilettantistica. L'ultima regolazione consiste nel tarare il nucleo della bobina dell'oscillatore di battimento L_4 per la migliore ricezione in SSB. Se l'iniezione dell'oscillatore è troppo debole per una buona ricezione in SSB, si consiglia di staccare il collegamento dal condensatore di accoppiamento da 10 pF alla bobina L_3B e inserirlo nell'autoradio ponendolo vicino ad uno degli stadi a FI del ricevitore.

1-9 Ricetrasmittitore a 6 bande per funzionamento portatile o di emergenza.

Mentre vi è una forte tendenza verso il funzionamento in SSB, esiste la necessità di apparecchiature modulate in ampiezza, particolarmente per funzionamento di emergenza.

La partecipazione mobile al servizio di emergenza è un'attività collaterale a quella dei radiodilettanti e un compatto ricetrasmittitore per tutte le bande, adatto per funzionamento portatile e mobile in caso di



Figura 59

RICETRASMETTITORE A 6 BANDE DA 50 W

Questa completa stazione da 50 W portatile o di emergenza è contenuta in una custodia ventilata lunga 28 cm, alta 14,5 cm, e profonda 22 cm. Sono usati oscillatori separati per le sezioni ricevente e trasmittente, ciò che permette la ricezione e la trasmissione su bande separate.

La parte ricevente è a sinistra, con l'interruttore dell'oscillatore di battimento a sinistra del commutatore di banda e il commutatore di compensazione di antenna a destra. La parte trasmittente è a destra, con il commutatore quarzo-oscillatore a frequenza variabile a sinistra del commutatore di banda e il condensatore di accordo anodico del tubo 6146B a destra.

Un comando di guadagno a potenziometro doppio è montato fra i quadranti, con l'interruttore del limitatore di disturbi e lo zoccolo del quarzo vicini ad esso. Il condensatore di carico dell'amplificatore è in alto a destra, sopra il quadrante di accordo dell'oscillatore a frequenza variabile.

Una sottile lastra di plexiglas si estende per tutta la lunghezza del pannello per proteggere i quadranti. Lo strumento misuratore di accordo anodico è montato dietro il pannello posteriore fra i due quadranti dell'oscillatore a frequenza variabile.

emergenza, costituisce un utile apparato per qualunque radiodiletante.

In questo paragrafo descriveremo una piccola unità di questo tipo, la quale consiste di una completa stazione da 50 W, in AM, per 6 bande

di frequenza (Fig. 59). Per funzionamento portatile in caso di emergenza, il ricetrasmittitore è molto più semplice e conveniente da usare rispetto alle normali combinazioni di ricevitore e trasmettitore separati. Inoltre la parte ricevente può facilmente ricevere su una frequenza differente (o una banda differente) rispetto a quella usata per il trasmettitore; caratteristica questa che non sempre è posseduta dai ricetrasmittitori.

Il circuito del ricetrasmittitore

Il ricetrasmittitore consiste di un ricevitore

separato e di un trasmettitore che fanno uso di un sistema audio comune. Lo schema a blocchi dell'apparato completo è riportato nella Fig. 60 e lo schema elettrico è riportato nella Fig. 61.

La sezione ricevente

Il ricevitore è del tipo a doppia conversione, che riduce la risposta all'immagine per effetto dell'alta prima frequenza intermedia e aumenta la selettività impiegando una seconda sezione a FI a frequenza più bassa. Nel ricetrasmittitore sono usati in tutto tredici tubi, compreso uno stabilizzatore di tensione.

Nella parte ricevente, è usato nell'amplificatore a RF un tubo 6BZ6 (V_1), seguito da un mescolatore oscillatore 6U8A (V_{2A-B}) accordato da un condensatore doppio (C_{2A-B}) a comando unico.

La prima frequenza intermedia

di 2515 kHz è convertita alla seconda frequenza intermedia (262 kHz) dal secondo mescolatore-oscillatore 6BE6 controllato a quarzo (V_3). Un amplificatore a FI 6BA6 (V_4) è seguito da un tubo multiplo 6T8 (V_5) che combina le funzioni di secondo rivelatore, limitatore di disturbi e oscillatore di battimento.

Un secondo tubo 6U8A serve come amplificatore audio a tetrodo (V_6) con la sezione triodo usata come amplificatore microfonico per il trasmettitore.

Lo stadio audio 6AQ5 (V_7) svolge la duplice funzione di stadio audio del ricevitore e di pilota a inseguitore catodico per i tubi modulatori 6BQ6 della sezione trasmittente, tramite la commutazione di un condensatore fra il catodo e l'anodo del tubo 6AQ5 mediante il relé RY_1C , ottenendo così la duplice funzione desiderata.

Un tubo stabilizzatore di tensione (V_{13}) stabilizza la tensione degli oscillatori variabili sia del ricevitore che del trasmettitore.

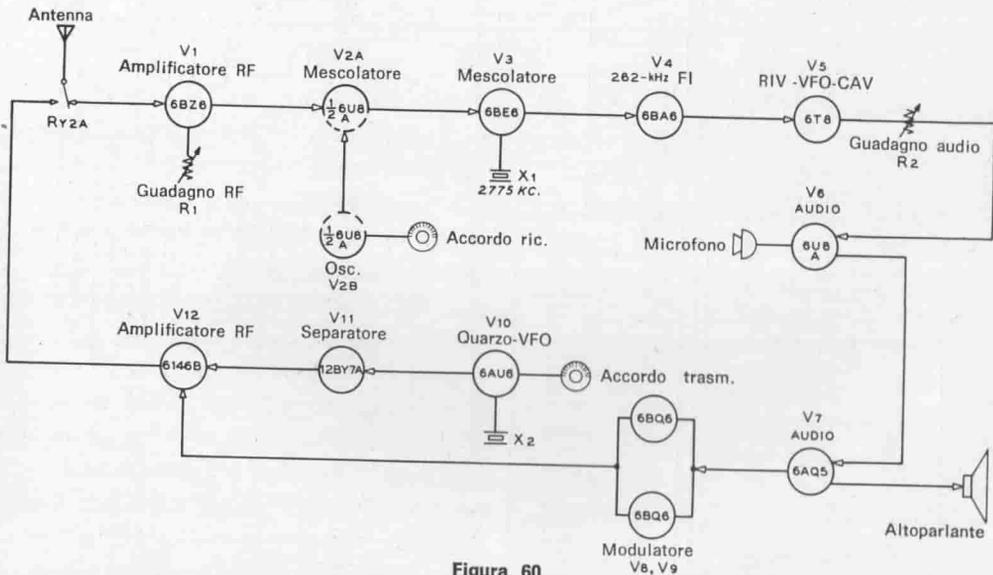


Figura 60

SCHEMA A BLOCCHI DEL RICETRASMETTITORE

Viene impiegato un alimentatore esterno e il ricetrasmittitore può essere alimentato dalla rete di alimentazione alternata oppure da un alimentatore per automobili. Le esigenze di alimentazione sono 250 V - 75 mA (ricezione e trasmissione) e 500 V con 120 - 200 mA (trasmissione). L'oscillatore a frequenza variabile del trasmettitore copre il campo da 3,5 a 4 MHz mentre il controllo a quarzo serve per il funzionamento su 6 metri. Il ricevitore è a doppia conversione, con una prima frequenza intermedia di 2515 kHz e una seconda frequenza intermedia di 262 kHz. Come modulatori sono usati tubi 6BQ6 collegati a triodo in classe B, pilotati da un inseguitore catodico 6AQ5, che anche serve come stadio di uscita audio della sezione ricevente. È usato un microfono a carbone per apparecchiature mobili (Electro-Voice 210-E) con un unico stadio di amplificazione audio.

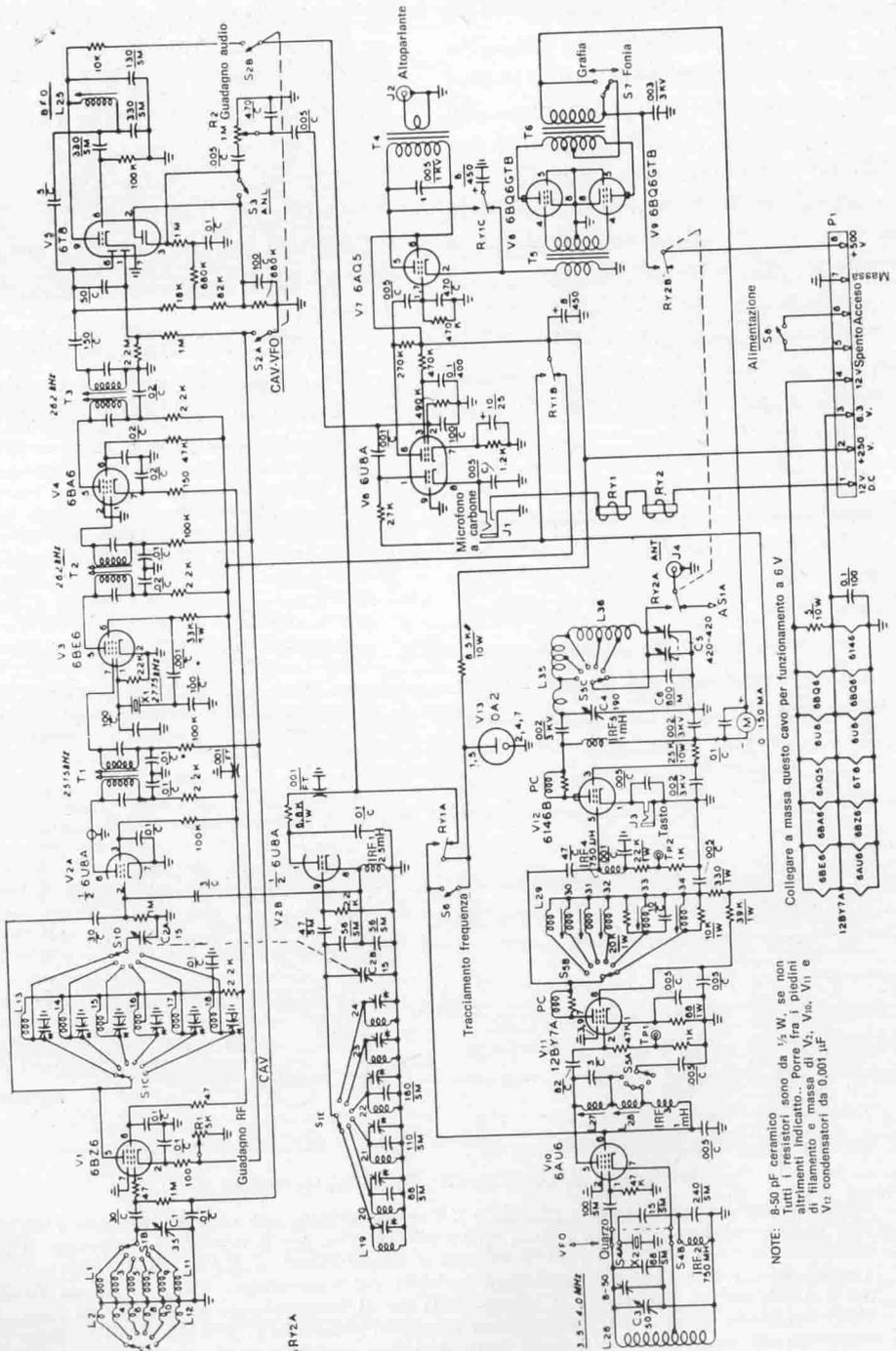


Figura 61

SCHEMA ELETTRICO DEL RICETRASMETTITORE A SEI BANDE

ELENCO DEI COMPONENTI DELLA FIG. 61

- C_1 - 35 pF tipo APC.
 C_2 A-B - 15-15 pF Bud LC-1660.
 C_3 - 50 pF Bud LC-1661 con le sezioni in parallelo.
 C_4 - 190 pF Bud MC-1858.
 C_5 - 420-420 pF J. M. Miller 2112.
 C_6 - condensatore a mica argentata da 800 pF, 1 kV.
 R_1, R_2, S_3 - potenziometri coassiali e interruttore alimentazione. Quello frontale da 5 k Ω , quello posteriore da 1 M Ω , Ricambio TV.
 PC - 4 spire filo smaltato da 0,9 mm, su un resistore ad impasto da 100 Ω , 1 W.
 S_1 A-B-C-D-E, S_2 A-B-C - ciascuno 3 piastrine ceramiche, 2 vie - 6 posizioni, Centralab CRL-PA-2 su indice CRL-PA301, con alberino di prolungamento di fibra. Usare solo un polo per piastrina sui settori S_2 .
 Nota: Il commutatore di banda è mostrato nella posizione 80 m.
 S_4 A-B - 2 vie, 2 posizioni. Centralab CRL-PA-2003.
 J_1 - presa a jack per microfono con tre circuiti.
 P_1 - presa a 8 contatti per chassis. Cinch-Jones P-408AB.
 RY_1 - relé a 3 vie, 2 posizioni, bobina da 6 V, Potter-Brumfield KA-14D.
 RY_2 - relé a 2 vie, 2 posizioni, bobina da 6 V, Potter-Brumfield KT-11 D.
 Nota: Collegare le bobine in parallelo per funzionamento su 6 V.
 IRF_5 - 1 mH. National R-100U con supporto ceramico.
 M - milliamperometro 150 mA, diametro 38 mm.
 T_1 - 1500 kHz. J. W. Miller 13 - W 1 (modificato per 2515 kHz, vedi testo).
 T_2, T_3 - 262 kHz. J. W. Miller 12-H2
 T_4 - trasformatore 7 k Ω - bobina mobile, da 5 W. Stancor A-3878.
 T_5 - trasformatore da 10 k Ω a griglie in controfase (2 : 1). Stancor A-4713.
 T_6 - trasformatore di modulazione da 25 W, 10 k Ω : 5 k Ω . Stancor A-3845.
 Custodia e chassis - California chassis LTC-470.

La sezione trasmittente La parte trasmittente del ricetrasmittitore consiste di un oscillatore a quarzo 6AU6 oppure di uno stadio oscillatore a frequenza variabile (V_{10}), di uno stadio moltiplicatore-separatore accordato 12BY7A e di un amplificatore finale 6146B (V_{12}). Il circuito di uscita dell'amplificatore finale è a pi-greco su tutte le bande.

L'oscillatore a frequenza variabile è il cuore del trasmittitore ed è costruito nella maniera più semplice, stabile e robusta possibile, impiegando un'unica bobina avvolta su un supporto ceramico e nel circuito che determina la frequenza un condensatore con doppio cuscinetto. L'oscillatore a frequenza variabile funziona nel campo da 3,5 a 4 MHz. Sono usate le armoniche di questo campo per le bande a frequenza più alta, eccet-

to che per i 6 m, dove è usato il controllo a quarzo.

Due tubi tipo 6BQ6, del tipo per la deflessione dei televisori, sono collegati come stadio modulatore in classe B (V_{8-9}) in un semplificato circuito con pilotaggio sullo schermo e con le griglie a potenziale di catodo (massa).

I controlli del ricetrasmittitore La compattezza dell'apparato è ottenuta usando componenti piccoli, tubi a doppia funzione e l'utilizzazione multipla di alcuni tubi sia per la ricezione che per la trasmissione.

Il ricevitore e il trasmittitore funzionano, però, indipendentemente l'uno dall'altro, dato che ciascuno ha il proprio commutatore di banda e il proprio gruppo di sintonia.

Il ricevitore ha controlli di guadagno a RF e audio separati, incorporati in un potenziometro doppio insieme con l'interruttore di alimentazione (R_1 , R_2 , S_8). Il limitatore automatico di disturbi e l'oscillatore di battimento sono controllati da commutatori a slitta (S_2 , S_3) posti sul pannello e il commutatore per il « tracciamento delle frequenze » (S_6) accende l'oscillatore variabile del trasmettitore o l'oscillatore a quarzo per tracciare le frequenze di trasmissione sul ricevitore.

L'oscillatore di battimento non ha alcun controllo sul pannello, ma lo si può regolare come si vuole agendo sul nucleo della bobina dell'oscillatore stesso.

La manopola di sintonia del ricevitore accorda il condensatore doppio degli stadi oscillatore e mescolatore (C_2A e B).

Un condensatore di compensazione sul pannello (C_1) pone in risonanza il circuito di entrata dello stadio a RF.

Per la sezione trasmittente sono necessari pochi comandi. La manopola di accordo (C_3) regola la frequenza del trasmettitore mentre il pilotaggio di griglia su tutte le bande, che è a larga banda, viene prerogolato durante l'originale procedura di allineamento.

I condensatori di accordo del carico dell'amplificatore finale (C_4 , C_5) forniscono un adattamento variabile al sistema di antenna portatile o mobile.

Il commutatore S_4A-B sceglie il funzionamento controllato dall'oscillatore a frequenza variabile o dal

quarzo. La presa esterna per microfono a carbone è costituita dalla presa a jack J_1 sul pannello frontale mentre la presa jack J_3 è posta sulla parete posteriore dello chassis insieme con il commutatore fonia-grafia (S_7), la presa a jack per altoparlante J_2 , la presa di alimentazione ad otto contatti.

L'interruttore di alimentazione S_3 applica tutte le alimentazioni al ricetrasmettitore, ponendo il ricevitore in funzione. Premendo l'interruttore del microfono si attivano i relé di comando (RY_1 e RY_2), distaccando la tensione dai circuiti del ricevitore e trasferendola al trasmettitore.

I due tubi audio (V_6 , V_7) hanno le tensioni applicate in permanenza e il loro funzionamento è comune per entrambi i modi: trasmissione-ricezione.

Costruzione del ricetrasmettitore

Il ricetrasmettitore è costruito su uno chassis

di alluminio avente le misure di 22×28 cm che è fornito insieme con la custodia forata.

La disposizione del ricetrasmettitore è convenzionale, l'unica lavorazione ausiliaria metallica ancora necessaria è la costruzione di alcuni piccoli squadretti e di piastre schermanti piegate ricavati da una leggera lastra di alluminio.

I quadranti sono costituiti da un unico pezzo di alluminio piegato per formare una scatola poco profonda, lunga 28 cm e alta 11,5 cm avente flange da 9 mm su tutti i lati.

Questo sottopannello è avvitato alla sommità dello chassis ponendo le flange affacciate alla fiancata frontale dello chassis, lasciando uno spazio di 9,5 mm per proteggere la chiusura per il gruppo del quadrante e per gli indici, oltre che per lo strumento di misura (Fig. 62).

La superficie interna di questa scatola è verniciata con lacca bianca a spruzzo e i segni di taratura e le diciture saranno eseguiti direttamente sulla superficie laccata mediante inchiostro di china. I meccanismi di comando del verniero vanno tolti dalla loro base e vanno montati direttamente sulla scatola in una finestra da 3 cm. Un indice trasparente di plexiglas viene sagomato in maniera da entrare sulla faccia del quadrante metallico ed è poi fissato mediante le tre piccole viti che fissano il quadrante all'insieme del verniero. Questa unità è di poco ingombrante e costituisce un quadrante grande e facile da leggere, il cui diametro è di quasi 13 cm.

Piccoli squadretti angolari fissati allo chassis e a entrambe le estremità della scatola assicurano la rigidità meccanica.

I quadranti, dopo completati, vanno coperti con una lastra di protezione di plexiglas.

Un piccolo chassis da $10 \times 4 \times 2,5$ cm serve per montare il trasformatore a FI a 2515 kHz (T_1), il tubo mescolatore 6BE6 (V_3) e il quarzo di conversione, più il primo trasformatore a FI a 262 kHz (T_2).

I cavi di collegamento di questa unità vanno lasciati sufficientemente lunghi per passare attraverso un fo-

ro nello chassis e venire collegati al cablaggio della sezione ricevente sotto il telaio.

Un separato collegamento schermato a bassa capacità RG-178/U collegato al terminale anodico del trasformatore a FI a 2515 kHz viene fatto passare attraverso un foro separato dello chassis per costituire una corta connessione con il piedino anodico dello zoccolo del tubo mescolatore 6U8A.

Si noti che debbono essere eseguiti fuori nello chassis principale sotto questo sottotelaio, allineati con i nuclei inferiori dei due trasformatori a FI, in modo che questi possano essere regolati da sotto lo chassis quando l'apparato viene completato.

Il trasformatore a FI a 2515 kHz è del tipo da 1500 kHz modificato togliendo circa 1,5 m di filo da ciascun avvolgimento. I trasformatori a 262 kHz sono del tipo normale e il trasformatore dell'oscillatore di battimento (L_{25}) può essere ricavato da un trasformatore di entrata a FI a 262 kHz togliendo il condensatore di compensazione e usando un solo avvolgimento come induttanza dell'oscillatore di battimento. Condensatori di compensazione a mica argentata sono collegati esternamente in parallelo all'avvolgimento.

La sezione a RF del ricetrasmittitore

La parte a RF del ricevitore è contenuta nell'area sotto lo chassis, sotto il condensatore di accordo del ricevitore. Fra le bobine a RF sono interposte due separazioni schermate. Entram-

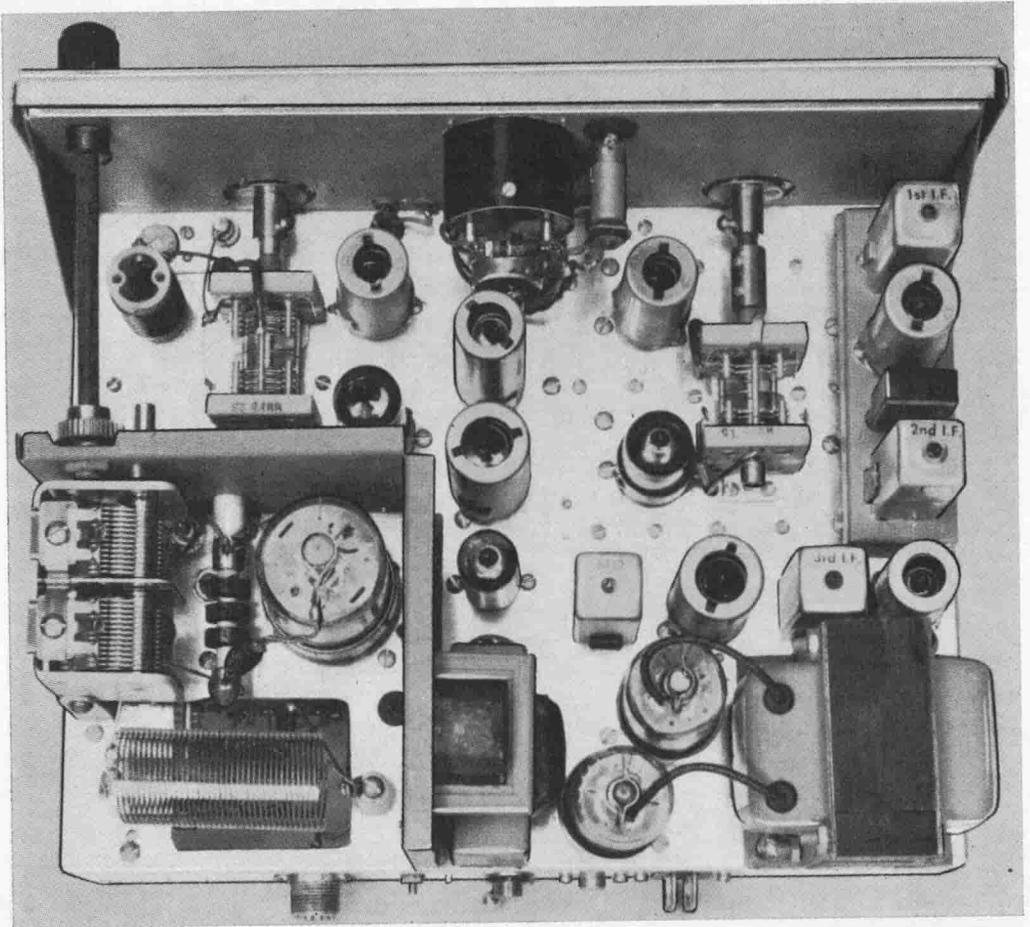


Figura 62

LO CHASSIS DEL RICETRASMETTITORE VISTO DALL'ALTO

La sezione del ricevitore è a destra dello chassis. Il tubo RF 6BZ6 (schermato) è vicino al pannello con il condensatore di accordo e il tubo 6U8A è adiacente ad esso. Il piccolo chassis a destra contiene il mescolatore 6BE6, il quarzo di conversione e i trasformatori di entrata e di uscita. Fra il sottochassis e il trasformatore di modulazione vi sono il secondo amplificatore FI 6BA6, il terzo trasformatore FI, il secondo rivelatore e il trasformatore dell'oscillatore di battimento. Direttamente dietro lo strumento da pannello vi è il tubo stabilizzatore OA2 seguito dai tubi audio 6U8A e 6AQ5. Il trasformatore pilota è sullo chassis sotto il trasformatore di uscita audio, montato sullo schermo di separazione del trasmettitore.

La sezione trasmittente è sulla sinistra dello chassis. Il tubo oscillatore 6AU6, lo squa-dretto della bobina dell'oscillatore e il condensatore di accordo sono vicini al pannello frontale. Il tubo separatore 12BY7A è vicino alla separazione schermante. Entro il comparto schermato vi sono il tubo amplificatore 6146B e i componenti associati del circuito volano. Una grande finestra nello chassis permette di effettuare brevi collegamenti fra la bobina volano e il commutatore di banda posto sotto lo chassis.

Il sottopannello è fissato allo chassis mediante angolari alle estremità del pannello.

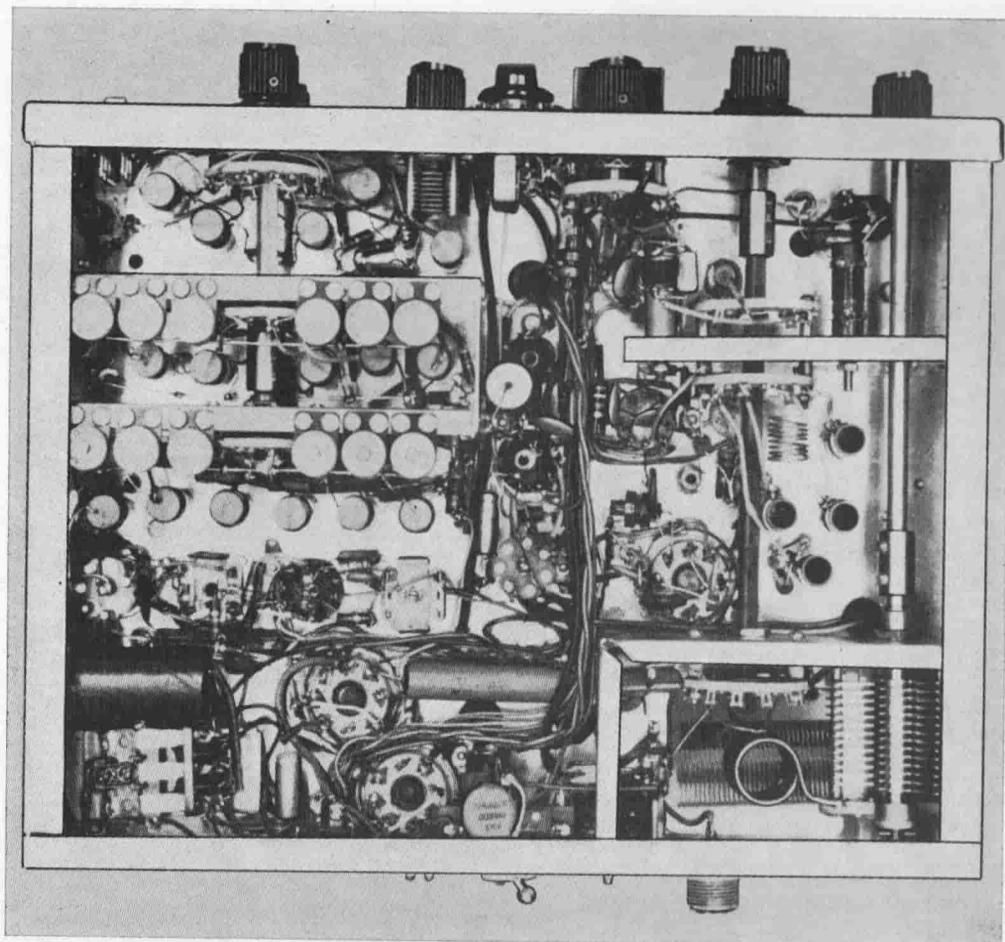


Figura 63

LO CHASSIS DEL RICETRASMETTITORE VISTO DAL BASSO

La parte ricevente è a sinistra dello chassis, le bobine a RF 6BZ6 sono raggruppate attorno al settore del commutatore più vicino al pannello. Le bobine del mescolatore sono comprese tra le due separazioni schermanti e i condensatori di compensazione sono montati sulle flange superiori delle separazioni. I supporti di bobina in polistirolo sono filettati e avvitati allo chassis. Le connessioni del B_+ comune e del CAV passano fra le bobine. Il relé RY_1 è montato sullo chassis nell'angolo sinistro in basso, con i due condensatori filtro vicini ad esso, uno sopra l'altro.

I collegamenti di comando, i collegamenti di filamento ecc. passano sotto il centro dello chassis.

La parte trasmittente è a destra dello chassis. Le due bobine anodiche dell'oscillatore sono montate su entrambi i lati della piastrina del commutatore di banda sulla separazione anteriore. L'area centrale contiene i componenti del separatore e gli zoccoli dei tubi separatore e amplificatore. La bobina per 6 m avvolta in aria (L_{25}) è fissata direttamente ai terminali del settore del commutatore e risulta parallela all'alberino di fibra del commutatore. I componenti dell'amplificatore finale sono racchiusi in un comparto in basso a destra, con la bobina L_{35} saldata al terminale statorico del condensatore di accordo anodico. Il relé di antenna (RY_2) è vicino alla presa coassiale di antenna.

Il settore del commutatore del circuito anodico è montato sulla separazione schermante.

be hanno le dimensioni di $12,5 \times 4$ cm, con flange da 6 mm piegate su tutti i lati e sono distanti 38 mm.

I condensatori di compensazione per le varie bobine sono montati sul bordo superiore di queste separazioni e i settori del commutatore di banda (S_1C-D-E) sono montati sui lati delle separazioni. Il settore del commutatore di banda S_1A-B è montato sul meccanismo di commutazione.

Una boccola da pannello è posta nel foro dell'alberino della separazione dell'oscillatore (posteriormente) per assicurare il corretto allineamento dell'alberino di bachelite del commutatore.

La separazione per la bobina a RF è a 4,5 cm dal pannello frontale e attraversa il centro dello zoccolo del tubo a RF 6BZ6. Una finestra eseguita nella separazione mette a nudo lo zoccolo, ma si taglierà un piccolo schermo sottile di rame che possa infilarsi sul piedino centrale dello zoccolo. Esso verrà saldato al piedino centrale e quindi avvitato alla separazione di alluminio in modo da schermare completamente il circuito di entrata dal circuito anodico del primo stadio a RF. In questo punto è necessaria un'adeguata schermatura per evitare reazione o oscillazione nello stadio a RF.

Condensatori a passante, montati sulle separazioni dell'oscillatore e del mescolatore servono a portare l'alta tensione nelle due aree delle bobine.

Le piastre laterali fissate alle separazioni servono a completare la

schermatura ed a fornire rigidità meccanica all'insieme.

I collegamenti che partono dal condensatore di accordo giungono ai vari settori del commutatore di banda attraverso fori eseguiti nello chassis. La massa comune per il condensatore di accordo è costituita da un capofilo da saldare fissato vicino allo zoccolo del tubo mescolatore 6U8A.

Collegamento del ricevitore Quasi tutte le sezioni del ricevitore possono essere collegate prima di montare le bobine e le separazioni sotto lo chassis.

Per lo stadio amplificatore a FI 6BA6 è usato uno zoccolo del tipo a torretta per poter montare così i resistori di disaccoppiamento di schermo, di catodo e di anodo.

Una piastrina con terminali posta lateralmente allo zoccolo del rivelatore 6T8 sostiene i vari resistori del rivelatore e del circuito limitatore di disturbi.

Per economia di spazio si userà filo schermato di piccolo diametro per eseguire i collegamenti audio e del limitatore di disturbi che vanno dall'area degli zoccoli al controllo di volume e al commutatore a.n.l. sul pannello. Un secondo zoccolo a torretta per lo stadio 6AQ5 servirà a sostenere i resistori comuni a questo circuito e a quello adiacente del tubo 6U8A.

Il gruppo di bobine a RF del ricevitore può essere molto facilmente collegato fissando anzitutto le piastre del commutatore di banda alle separazioni e collegandole ai cor-

DATI DELLE BOBINE DEL RICEVITORE

Banda	Bobina	Campo (MHz)	Spire
80	L_1	3,5-4,0 (Antenna) 3,5-4,0 6,015-6,515	Ferrite
	L_2		12 S, 0,27 sm
	L_{13}		Ferrite
	L_{19}		46 S, 0,23
40	L_3	7,0-7,3 (Antenna) 7,0-7,3 9,515-9,815	35 S, 0,27 sm
	L_4		7 S, 0,3
	L_{14}		32 S, 0,27 sm
	L_{20}		17 S, 0,55 sm
20	L_5	14,0-14,4 (Antenna) 14,0-14,4	20 S, 0,37 sm
	L_6		5 S, 0,31 sm
	L_{15}		20 S, 0,9 sm
	L_{21}		Presa centrale 8 S, 0,9 sm
15	L_7	21,0-21,5 (Antenna) 21,0-21,5	13 S, 0,7 sm
	L_8		5 S, 0,31 sm
	L_{16}		13 S, 0,7 sm
	L_{22}		Presa centrale 4 S, 0,9 sm
10-11	L_9	27,0-29,7 (Antenna) 27,0-29,7 29,515-32,215	10 S, 0,9 sm
	L_{10}		5 S, 0,31 sm
	L_{17}		7,1/2 S, 0,9 sm
	L_{23}		7 S, 0,9 sm
6	L_{11}	50-54 (Antenna) 50-54 47,485-51,485	5 S, 0,9 sm
	L_{12}		4 S, 0,31 sm
	L_{18}		3,1/2 S, 0,9 sm
	L_{24}		3,1/2 S, 0,9 sm

Figura 64

DATI DELLE BOBINE DEL TRASMETTITORE

Eccetto che per le bobine L_1 e L_{13} , tutte le bobine sono avvolte su un tondino di polistirolo del diametro di 0,5 mm lungo 32 mm. Lo spazio per l'avvolgimento è a 9,5 mm dall'estremità in alto del supporto, eccetto che per la bobina dell'oscillatore degli 80 m (L_{19}) che occupa 12,5 mm. Fori eseguiti attraverso il supporto trattengono le estremità degli avvolgimenti. La parte inferiore del supporto della bobina è forata e filettata per viti da 4 mm. Le bobine di antenna sono avvolte a 1,5 mm sotto l'estremità fredda (massa) delle bobine di griglia. Le bobine L_1 e L_{13} sono bobine a ferrite per radioricezione (J. W. Miller 6300).

La bobina dell'oscillatore di battimento L_{25} è la bobina superiore del trasformatore a FI a 262 kHz (J. W. Miller 12-H2) al quale vendono tolti i compensatori e la bobina inferiore.

(Nota: sm = smaltato, S = spire).

rispondenti condensatori di compensazione, prima di montare le separazioni sullo chassis. Dopo aver sistemato le singole bobine nelle loro posizioni, esse vanno collegate ai rispettivi condensatori di compensazione.

Si noti che le bobine a RF per 80 m (L_1 , L_{13}) sono costituite da normali bobine a nucleo di ferrite da radioricezione senza alcuna modifica. Lo stesso tipo di bobina verrà usato per il separatore a 80 m del trasmettitore (L_{34}) tagliando il tubo di fibra eccedente e inserendo il supporto su un breve pezzo di tondino di plastica da 6 mm filettato e fissato allo chassis. L'induttanza della bobina va regolata impiegando un piccolo pezzo dell'originario nucleo di ferrite fissato al suo posto con colla.

La sezione trasmittente occupa la parte sinistra dello chassis (vista da dietro) con il tubo oscillatore 6AU6 vicino al quadrante. La bobina dell'oscillatore a frequenza variabile (L_{26}) è fissata al piano superiore dello chassis lateralmente e posta quanto più lontano possibile dal tubo per evitare che si riscaldi. La bobina non è circondata da alcuna schermatura.

Una grande piastra di schermo a squadretto sul piano superiore dello chassis separa i circuiti dell'oscillatore e del separatore dallo stadio amplificatore finale ed inoltre serve come piastra di montaggio per il condensatore di carico dell'amplificatore. Due ingranaggi di ottone del diametro di 20 mm sono posti fra l'alberino del condensatore e un alberino separato per il comando dal pannello frontale, sopra il quadrante di accordo del trasmettitore.

DATI DELLE BOBINE DEL TRASMETTITORE

Bobina	Campo (MHz)	Spire
L_{26}	3,5-4,0 (Oscillatore)	35 S, 0,7 sm avvolte strettamente su supporto ceramico da 19,5 mm presa alla settima spira da massa.
L_{27}	25,0	14 S, 0,55 sm avvolte strettamente su supporto CTC 9,5 mm (CTC-1465-3-1)
L_{28}	7,0	30 S, 0,31 sm avvolte strettamente su supporto CTC 9,5 mm (CTC-1465-2-1)
L_{29}	50,1	7 S, 1,2 mm avvolte in aria 9,5 mm dia. 12 S, 0,55 sm avvolte strettamente su supporto CTC di 9,5 mm (CTC 1465-3-1).
L_{30}	29,0	
L_{31}	21,0	19 S, 0,55 come L_{30}
L_{32}	14,0	25 S, 0,37 come L_{30} su CTC-1465-2-1
L_{33}	7,0	40 S, 0,31 come L_{30}
L_{34}	3,0	Ferrite J. W. Miller 6300
L_{35}	21,0-54,0	8 S, 3,2 mm. Dia. 16 mm lungh. 25 mm presa alla 4 ^a S
L_{36}	3,5-14,4	38 S, 0,9 mm, Dia. 35 mm, lungh. 60 mm (Air-Dux 816 T) presa a 9 e 18 S da L_{35} .

Figura 65

L'impedenza anodica dell'amplificatore finale è montata orizzontalmente sulla separazione, vicino al tubo 6146B.

Lo spazio sotto il condensatore di carico serve per porvi il resistore di caduta di schermo da 26 k Ω - 10 W e il resistore di bilanciamento di filamento da 5 Ω - 10 W.

La bobina volante dell'amplificatore (L_{35} e L_{36}) è costruita in due se-

zioni, come si vede nella tabella delle bobine (Fig. 65) con la sezione a bassa frequenza montata orizzontalmente sopra lo chassis su isolatori ceramici. La bobina per 10 e 6 metri è posta in posizione verticale sotto una grande finestra rettangolare nello chassis che permette brevi connessioni fra la bobina e il commutatore di banda.

I collegamenti delle bobine nella sezione trasmittente non presentano alcun problema.

Le corte separazioni schermanti sotto lo chassis vicino al pannello sostengono il settore del commutatore S_5A e S_5B (uno su ciascun lato del pannello) e le due bobine dell'oscillatore L_{27} e L_{28} .

Tutte le bobine per lo stadio separatore 12BY7A sono poste fra le due separazioni con le loro viti di allineamento che sporgono dal piano superiore dello chassis. La bobina su 6 metri del separatore (L_{29}) avvolta in aria va saldata tra un terminale del commutatore di banda (S_5B) e un capofilo da saldare sullo chassis.

Allineamento del ricevitore Nella Fig. 66 è illustrato un alimentatore che può essere impiegato per le operazioni di allineamento del ricevitore. Anzitutto si allinea la sezione a FI applicando un segnale a 2515 kHz alla griglia di entrata del tubo mescolatore 6U8A (piedino 2, V_{2A}) e regolando i nuclei dei 6 trasformatori a FI per il massimo segnale. Ciò può essere giudicato ad orecchio oppure con un

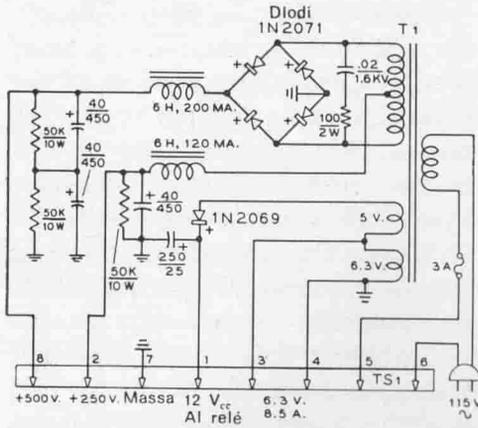


Figura 66

ALIMENTATORE PER RICETRASMETTITORE

T_1 -530 V presa centrale, 300 mA, 5 V - 4 A, 6,3 V, 8,5 A (Thordarson 26R88).

Si può usare Stancor P-8353 con avvolgimento a 12,6 V. I diodi sono da 600 V picco inverso, 750 mA. Possono essere sostituiti con diodi 1N4005

voltmetro elettronico sulla linea del CAV.

Se l'oscillatore di conversione è efficiente, tutta la sezione a FI può essere allineata con il segnale di prova a 2515 kHz.

Impiegando i dati delle bobine riportati nella tabella di Fig. 64, si copriranno tutte le bande su circa 180 gradi del quadrante del ricevitore. Eccetto per la banda dei 6 metri, tutti i circuiti dell'oscillatore vanno accordati sulla frequenza più alta del segnale in arrivo.

La procedura di allineamento è la stessa per tutte le bande. Il campo di frequenza di ogni circuito mescolatore-oscillatore verrà controllato con un ricevitore tarato oppure con

un frequenzimetro BC-221 (LM) e va regolato mediante i singoli condensatori di compensazione e, se necessario, variando la distanza delle spire della bobina oscillatrice. Altrimenti si può eseguire l'allineamento controllando il campo di frequenze dell'oscillatore con un ondometro-oscillatore ad assorbimento (grid-dip meter).

Le bobine di griglia dello stadio a RF non richiedono alcuna regolazione, fatta eccezione della verifica necessaria ad accertarsi che esse si accordano sulle rispettive bande entro il campo di regolazione del condensatore di compensazione di antenna C_1 .

L'ultimo passo nell'allineamento del ricevitore consiste nel controllare il campo di accordo del circuito mescolatore (L_{13} - L_{18}) per accertarsi che l'accordo di queste bobine segua direttamente l'accordo dell'oscillatore. Si inietta un segnale di prova nel circuito di antenna alla frequenza massima della banda che si sta tarando e si regola il relativo compensatore del mescolatore per il massimo guadagno. Successivamente si porta l'indice all'estremità a frequenza più bassa, portando il generatore di segnale sulla nuova frequenza. Si regola nuovamente il compensatore per il massimo segnale.

Se per questa seconda operazione, la capacità del condensatore dovrà essere aumentata, vuol dire che l'induttanza della bobina è troppo bassa, e si dovranno serrare le spire fra loro per aumentare l'induttanza. Se invece la capacità del condensatore di compensazione deve essere di-

minuita, l'induttanza è troppo alta e le spire debbono essere distanziate. Quando non occorre alcuna ulteriore regolazione del compensatore, il circuito mescolatore è allineato correttamente con l'oscillatore.

Le bobine del mescolatore per 15 e 20 m (L_{15} , L_{16}) sono munite di presa intermedia per ottenere l'allargamento di banda senza diminuire la sensibilità, cosa che accade quando si ha un eccessivo carico capacitivo. Le regolazioni di allineamento di queste bobine vengono eseguite spostando la presa verso l'alto o verso il basso sulle bobine.

L'allineamento del trasmettitore Mediante l'alimentatore si pongono in funzione l'oscillatore e gli stadi moltiplicatori del trasmettitore per le prove che descriviamo. Il relé RY_1 viene tenuto chiuso con un pezzo di cartoncino, per applicare la tensione all'oscillatore 6AU6 e allo stadio separatore-moltiplicatore 12BY7A.

Il tubo 6146B dovrà essere inserito nel suo zoccolo, però con le tensioni anodiche e di schermo tolte durante queste prove (il terminale 8 della presa P_1 va aperto).

La prima regolazione consiste nel fare corrispondere correttamente il campo di accordo dell'oscillatore a frequenza variabile sul quadrante del trasmettitore, regolando il condensatore di compensazione ceramico nel circuito accordato dell'oscillatore a frequenza variabile e, se necessario, aggiungendo o togliendo una o più spire dalla bobina del vfo.

L'allineamento su 80 m dello stadio separatore si effettua regolando il nucleo della bobina anodica L_{34} per il massimo pilotaggio di griglia del tubo amplificatore, letto con un miliamperometro di prova inserito fra il punto di misura TP_2 e massa.

Si pone fra i capi della bobina da 80 m un resistore di carico da 10 k Ω per limitare la corrente di griglia del tubo 6146B a 3 mA e per diminuire la criticità della regolazione. La banda a 40 m viene allineata alla stessa maniera, regolando il nucleo della bobina L_{33} .

Ora dovrà essere effettuato l'allineamento su 6 metri prima di passare alla taratura delle altre bande.

Si predispongono il commutatore S_4 per funzionamento a quarzo, e si inserisce nello zoccolo un quarzo che oscilla nel campo da 8,333 a 9 MHz. Si pone fra il punto di misura TP_1 e massa uno strumento di misura e si regola il nucleo della bobina anodica dell'oscillatore (L_{27}) per la risonanza nel campo dei 25 MHz. Con lo strumento di misura inserito fra TP_2 e massa, si tara la bobina L_{29} del separatore per la massima corrente di griglia dell'amplificatore finale (circa 3-4 mA), stringendo o allargando alcune spire della bobina. Un'ulteriore regolazione di questa bobina dovrà essere eseguita dopo che lo stadio amplificatore finale sia stato attivato, essendo l'induttanza di questa bobina alquanto critica. Quando la regolazione sia stata eseguita correttamente la frequenza di funzionamento su 6 m potrà essere variata di circa 500 kHz rispetto alla frequenza di taratura, senza bisogno di ritoc-

care le bobine dell'oscillatore o quella anodica del moltiplicatore.

Ora si allineano le altre bande ad onde corte, con il commutatore S_4 nella posizione vfo, partendo dalla banda dei 10 m. La bobina anodica dell'oscillatore L_{28} va regolata per la massima corrente di griglia del duplicatore (circa 1 mA). Questa bobina è lascamente risonante su 7 MHz.

Osservando la corrente di griglia dell'amplificatore finale, si regola la bobina del separatore-quaduplicatore (L_{30}) per il massimo pilotaggio di griglia, con l'oscillatore a frequenza variabile regolato su 29 MHz. Si può allora tarare la bobina del triplicatore su 15 m (L_{31}) per il massimo pilotaggio di griglia e successivamente si tarerà la bobina del duplicatore per 20 metri (L_{32}).

Per completare l'allineamento e la prova della sezione trasmittente, occorre applicare l'alta tensione agli stadi amplificatore e modulatore. Inoltre è necessaria una tensione con-

tinua di comando per azionare il relé di commutazione. Una lampada ad incandescenza può servire come carico fittizio. L'amplificatore finale viene caricato per circa 110 mA di corrente anodica mentre si ricontrolla la corrente di griglia fra il punto TP_2 e massa. Se necessario si possono ritoccare i nuclei delle varie bobine dello stadio pilota per il massimo pilotaggio. Uno strumento di misura inserito fra i catodi del modulatore e massa dovrà indicare circa 20 mA di corrente in assenza di segnale audio e 100 mA sui forti picchi vocali.

Per funzionamento in telegrafia l'amplificatore finale va manipolato nel circuito catodico. Il commutatore fonia-grafia S_7 toglie la tensione ai tubi modulatori e cortocircuita il secondario del trasformatore di modulazione. I circuiti del trasmettitore vanno alimentati da un commutatore ausiliario sul circuito « premere per trasmettere » del microfono.

Trasmettitori di bassa potenza

Il trasmettitore è il cuore della stazione dilettaistica. Insieme con un eccitatore fondamentale si possono usare, come blocchi di costruzione, vari tipi di amplificatori e di alimentatori, per formare un completo sistema trasmettente che soddisfi un ampio campo di necessità. In questo capitolo descriveremo alcuni differenti tipi di apparecchiature trasmettenti di bassa potenza per HF (O.C.) o per VHF, insieme con una versione di manipolatore elettronico (tasto elettronico). Per lo sperimentatore il quale sia interessato alla fase costruttiva della stazione dilettaistica, queste unità offriranno interessanti idee tecniche che possono essere utilizzate in tutti i progetti di apparecchiature della sua stazione principale. La nomenclatura dei componenti riportata nella Fig. 1 del Cap. I° è impiegata anche nel presente capitolo.

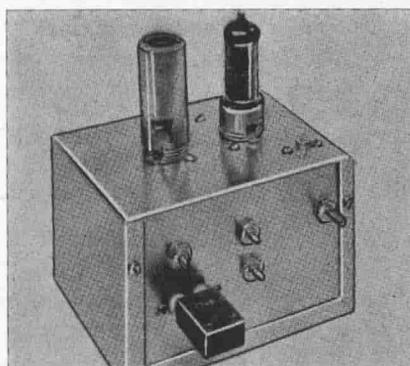


Figura 1.

ECCITATORE SU 6 METRI

Questo eccitatore a larga banda su 50 MHz sviluppa 3 W, senza dover essere riaccordato, su un campo di frequenza di 1 MHz ed è adatto a pilotare la quasi totalità di tetrodi ad alto guadagno della categoria da 100 W di potenza. L'oscillatore moltiplicatore 6U8A è a sinistra con il duplicatore 6CL6 a destra. Direttamente sopra il quarzo vi è la bobina dell'oscillatore (L_1); a destra vi sono le bobine di accoppiamento fra gli stadi (L_2 e L_3). A destra è la bobina del duplicatore (L_4). La presa di uscita (J_3) è a destra del tubo 6CL6.

2-1. Eccitatori d'impiego generale per 6 e 2 m

È conveniente costruire l'apparecchiatura VHF in piccole unità per

raggiungere una maggiore sensibilità, una migliore schermatura e una maggiore facilità di modifiche. Questo concetto è dimostrato in questi eccitatori a larga banda e compatti,

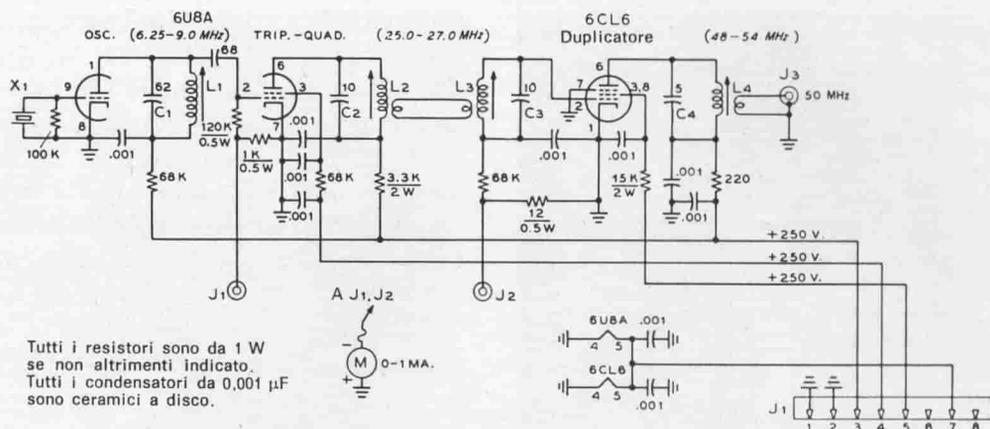


Figura 2

SCHEMA ELETTRICO DELL'ECCITATORE PER 6 METRI

$C_1 \div C_5$ - condensatori a mica argentata. Vedi Fig. 4 per i dati delle bobine. Il resistore da 12Ω dal punto di misura J_2 a massa è in parallelo allo strumento M da 5 mA fondo scala. La distanza fra L_2 e L_3 è di circa 6 mm. L'una o l'altra delle bobine di link può essere invertita per ottenere il massimo pilotaggio di griglia per il tubo 6CL6.

progettati per essere usati nelle bande dilettantistiche dei 50 e 144 MHz. Queste unità possono anche essere usate per pilotare amplificatori VHF nella regione a frequenze più alte. L'eccitatore a 50 MHz sviluppa circa 3 W e l'eccitatore a 144 MHz circa 6 W di potenza di uscita. Questi livelli sono sufficienti per pilotare molti amplificatori a tetrodo in classe C della categoria di potenza da 100 W e alcuni tubi a tetrodo ad alto guadagno fino a livelli di potenza di mezzo chilowatt.

Il circuito fondamentale dell'eccitatore L'eccitatore fondamentale a canale unico per la banda dei 50 MHz è mostrato nella Fig. 2. La sezione triodo di un tubo 6U8A è un oscillatore con ac-

cordo anodico per quarzi nel campo da 6,25 a 9 MHz. La Fig. 4 elenca la scelta dei quarzi per ogni banda e le frequenze alle quali i circuiti risonanti di ciascuno stadio vanno accordati per uscite nelle bande di 50 e 144 MHz. Per migliorare la stabilità di frequenza e per ottenere una migliore manipolazione telegrafica viene usato un oscillatore a quarzo del tipo a frequenza fondamentale invece di un circuito overtone.

La sezione tetrodo del tubo 6U8A serve come triplicatore o quadruplicatore, a seconda della frequenza del quarzo e della banda nella quale si desidera ottenere l'uscita.

Il terzo stadio, un tetrodo 6CL6, funziona sempre come duplicatore di frequenza. Fra gli stadi moltiplicatori di frequenza è usato l'accoppiamento induttivo, per attenuare le va-

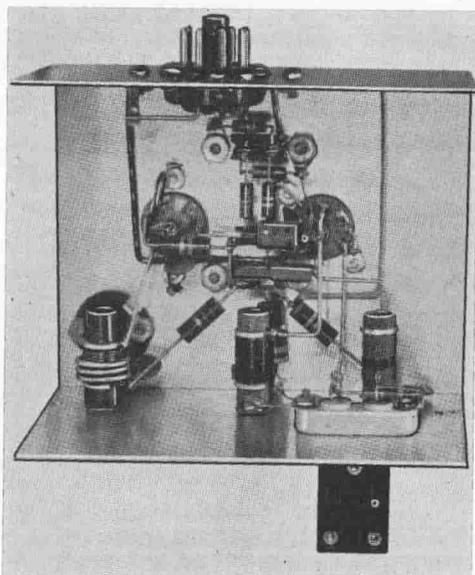


Figura 3

LO CHASSIS DELL'ECCITATORE PER 6 METRI VISTO DA SOTTO

I piccoli componenti sono raggruppati attorno agli zoccoli dei tubi. Si usa la connessione comune di massa al capofilo sotto la vite di ciascuno zoccolo. La bobina dell'oscillatore è a sinistra, L_2 e L_3 al centro e L_4 a destra. Il link è avvolto attorno al terminale freddo delle bobine. Per usarlo come trasmettitore, si consiglia di accordare in serie il link di uscita con il condensatore da 25 pF verso massa, come avviene per l'eccitatore per 2 metri.

rie frequenze armoniche indesiderate generate dai moltiplicatori.

L'uscita a RF del duplicatore 6CL6 è accoppiata a link al circuito coassiale d'uscita mediante una piccola bobina avvolta attorno al terminale B+ della bobina del circuito anodico.

Per ottenere l'uscita nella banda a 144 MHz viene aggiunto all'eccitatore fondamentale un quarto stadio:

un controfase di tubi 6CL6 triplicatore di frequenza (Fig. 6). Questo nuovo stadio è accoppiato induttivamente al duplicatore 6CL6 mediante un semplice accoppiatore a banda passante che copre il campo da 48 a 49,33 MHz. Il circuito anodico dello stadio triplicatore è accordato su 144 MHz e l'uscita è prelevata da un

Figura 4

BOBINA E QUARZI PER GLI ECCITATORI PER VHF

L_1	4,2 a 8,7 μ H. 30 spire filo smaltato da 0,3 mm strettamente avvolte, lunghezza 9,5 mm. Avvolte su supporto con nucleo in ferro da 9,5 mm. CTC tipo LS-2,5 MHz.
L_2, L_3	1,4 a 2 μ H. 18 spire filo smaltato da 0,7 mm strettamente avvolte. Lunghezza 12,5 mm. Avvolte su supporto con nucleo in ferro da 9,5 mm. CTC tipo LS-3.
L_4	0,4 a 0,6 μ H. 11 spire. Filo smaltato da 0,7 mm strettamente avvolte. Lunghezza 12,5 mm come L_2 .
Link	3 spire. Filo smaltato da 1,6 mm. Diametro 12,5 mm. Avvolte sulla estremità B+ di L_4 .
L_5	Come L_4 , eccetto la presa centrale.
L_6	0,12 μ H. 4 spire. Filo smaltato da 2 mm. Diametro 16 mm. Lunghezza 35 mm, 4 spire per ogni 25 mm, con spaziatura di 9,5 mm al centro per L_7 .
Link	2 spire. Filo smaltato da 2 mm, diametro 16 mm. Lunghezza 5 mm.

TABELLA DELLE FREQUENZE DI LAVORO

Uscita (MHz)	Quarzo e L_1-C_1	Molt. L_2-C_2 L_3-C_3	Duplic. L_4-C_4 , L_5-C_5	Triplificatore L_6-C_6
50	6,25-6,75 MHz 8,334-9,0 MHz	25,0-27,0 MHz	48,0-54,0 MHz	—
144	6,0-6,166 MHz 8,0-8,222 MHz	24,0-24,66 MHz	48,0-49,33 MHz	144,0-148 MHz

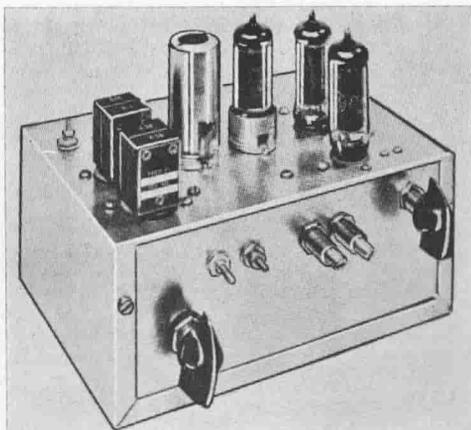


Figura 5

ECCITATORE SU 2 METRI

All'eccitatore di Fig. 2 è aggiunto una controfase di tubi 6CL6 (oppure 6360) per raggiungere i 2 metri. Sono aggiunti inoltre il commutatore del quarzo e zoccoli multipli per quarzo. I comandi sul pannello (da sinistra a destra) sono: commutatore del quarzo, bobine L_2 e L_3 ; bobine L_4 e L_5 ; condensatore C_6 di accordo anodico. Bobine separate dell'oscillatore sono usate per ogni quarzo e sono montate dietro i due zoccoli octal usati come basi per i quarzi.

Costruzione dell'eccitatore Ciascun eccitatore fondamentale è costruito su una piccola scatola di alluminio che fornisce una buona schermatura e un facile accesso ai collegamenti situati sotto lo chassis. Per l'eccitatore a 50 MHz viene usata una scatola da $10 \times 12,5 \times 7,5$ cm.

Tutti i componenti sono montati sulla metà della scatola che forma uno chassis aperto, come si vede nelle fotografie. Una simile disposizione di parti viene seguita anche per l'eccitatore a 144 MHz, eccetto che viene usata una scatola da $12,5 \times 17,5 \times 7,5$ cm per fornire lo spazio necessario per lo stadio triplicatore.

Gli zoccoli e gli altri componenti sono sistemati in modo da consenti-

link inserito al centro della bobina anodica.

Il funzionamento corretto è controllato mediante la misura della corrente di griglia nei vari stadi amplificatori, eseguita con un milliamperometro da 1 mA fondo scala. Il circuito di misura fornisce una lettura a fondo scala di 1 mA nel punto di prova J_1 e di 5 mA in J_2 e J_3 .

La tensione di schermo per gli stadi moltiplicatori è stata portata a piedini separati sulla presa di alimentazione, sicchè questi circuiti possono essere usati per il controllo di potenza o possono essere manipolati per il funzionamento telegrafico.

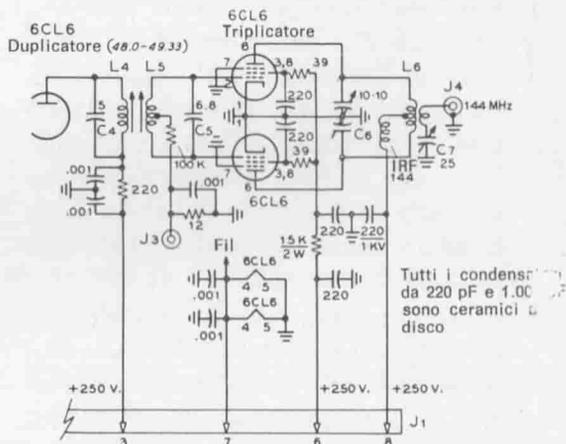


Figura 6

STADIO TRIPLICATORE 6CL6 IN CONTROFASE

C_5 - condensatore a mica argentata.
 C_6 - Johnson 160-211.
 Vedi Fig. 4 per i dati delle bobine.

re interconnessioni molto brevi. Le bobine nell'accoppiatore a banda passante nel circuito di griglia dello stadio triplicatore (L_4 , L_5) sono poste su un piccolo squadretto montato fra i due zoccoli triplicatori 6CL6 e lo zoccolo del tubo pilota. Le bobine sono distanziate di 16 mm fra centro e centro e sono montate a 19 mm sotto lo chassis. Un secondo piccolo squadretto sostiene il condensatore di accordo anodico del triplicatore per 144 MHz.

Alberini di prolungamento per la regolazione dell'accordo del triplicatore fanno sì che il comando possa essere effettuato dal davanti dello chassis e sono costruiti con pezzi lunghi 38 mm di tondino di ottone da 6,3 mm di diametro. Un foro filettato per vite da 3,5 mm è eseguito ad un'estremità dei due alberini e una fessura a cacciavite è tagliata all'estremità opposta.

Dopo che le bobine sono state montate nello squadretto, si pone sull'alberino di taratura una vite da 3,5 mm e un prolungamento di ottone filettato su ciascun alberino di bobina è tenuto in posizione dal dado. L'alberino è tenuto in posizione da una boccola da pannello.

Il condensatore di accordo del circuito anodico del triplicatore (C_6) ha un alberino con diametro di 4,8 mm e il prolungamento per questo comando è fissato ad esso mediante un particolare accoppiatore costituito da un breve pezzo di alberino di ottone con diametro 9,5 mm, forato ad un'estremità per l'alberino del condensatore e all'altra estremità per l'alberino del pannello. L'accop-

piatore è saldato all'alberino del pannello ed è filettato e fissato con una vite con l'alberino più piccolo.

Tutti i condensatori ceramici sono situati in modo che i loro collegamenti siano più corti possibile e quelli che costituiscono i condensatori di fuga per la griglia schermo dei vari stadi debbono essere collegati fra i piedini di schermo e di catodo (massa) dei rispettivi zoccoli. La maggior parte dei resistori sono saldati fra i piedini degli zoccoli e i capofili da saldare. I collegamenti di alimentazione sono disposti lungo lo chassis per ridurre la captazione di RF.

Regolazione dell'eccitatore *L' eccitatore a 50 MHz. — L'eccitatore è accordato per*

funzionamento a larga banda da 50 a 51 MHz. Due quarzi di circa 8,375 e 8,450 MHz (frequenze di uscita rispettivamente di 50,25 e 50,7 MHz) servono per la regolazione iniziale. Dopo aver controllato i collegamenti, si applica l'alimentazione al tubo 6U8A. Il terminale negativo di un milliamperometro da 1 mA viene collegato al punto di misura J_1 e il terminale positivo dello strumento viene collegato a massa. Il nucleo della bobina oscillatrice L_1 viene accordato per la massima indicazione dello strumento (circa 0,3 mA). Si accorda il nucleo in modo che l'oscillatore si inneschi immediatamente ogni volta che si applica la tensione anodica.

Successivamente si applica la tensione di schermo alla sezione moltiplicatore del tubo 6U8A e si pongono

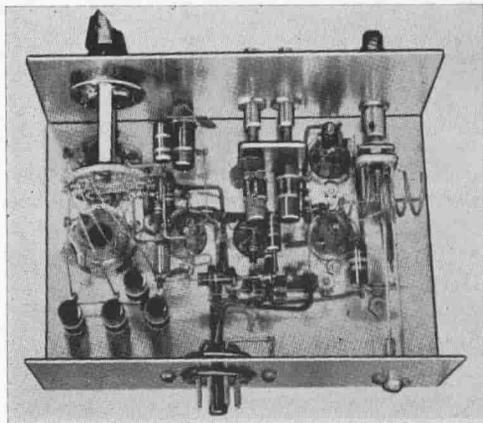


Figura 7.

LO CHASSIS DELL'ECCITATORE PER 2 METRI VISTO DAL BASSO

Il commutatore per quarzi, i vari zoccoli dei quarzi e le bobine anodiche dell'oscillatore sono a sinistra. Il commutatore è ceramico a disco con 4 posizioni - 2 vie; una via commuta i quarzi e l'altra via commuta le bobine. Il circuito a larga banda L_4L_5 è montato sullo squadretto vicino al centro dello chassis, con gli zoccoli del triplicatore 6CL6 a destra. La bobina volano L_6 avvolta in aria e il condensatore di accordo a farfalla sono a destra

i tubi 6CL6 nei loro zoccoli. Il quarzo a 8,45 MHz verrà sostituito a quello da 8,375 MHz e si regola il nucleo della bobina L_2 per la massima corrente di griglia del tubo 6CL6 (circa 1,3 mA).

Questa operazione è seguita dalla regolazione del nucleo della bobina L_3 per la massima corrente di griglia impiegando il quarzo a 8,375 MHz.

La commutazione dei quarzi dall'uno all'altro e la regolazione dei nuclei delle bobine L_2 e L_3 consentirà di ottenere una corrente di griglia sostanzialmente costante per il tubo

6CL6, misurata nel punto di misura J_2 sul corretto campo di frequenze.

Il passo successivo consiste nel collegare un carico fittizio opportuno, come ad esempio 4 lampadine pilota da 6,3 V, in parallelo con la presa di uscita J_3 e applicare tutte le tensioni anodiche e di schermo all'eccitatore. Il nucleo della bobina anodica L_4 verrà regolato per la massima accensione delle lampadine. Impiegando vari quarzi nel campo opportuno, si possono ora ritardare le bobine dell'eccitatore in maniera da ottenere una potenza di uscita sostanzialmente costante dall'eccitatore sulla parte a frequenza più bassa, ampia 1 MHz, della banda dei 6 metri.

Quando si accoppia l'eccitatore a 50 MHz al circuito di griglia di un amplificatore successivo attraverso un breve tratto di cavo coassiale, la bobina anodica L_4 dovrà essere ritardata in maniera da ottenere il massimo pilotaggio dell'amplificatore su circa 50,3 MHz.

Se il circuito volano di griglia dell'amplificatore viene portato in risonanza per il massimo pilotaggio su circa 50,6 MHz, si avranno piccole variazioni di pilotaggio sul campo di lavoro di 1 MHz.

L'eccitatore a 144 MHz. — La procedura descritta per l'eccitatore a 50 MHz verrà seguita per l'eccitatore a 144 MHz, con il circuito anodico del triplicatore 6U8A accordato su 24,15 MHz e il circuito di griglia del duplicatore 6CL6 accordato su 24,45 MHz.

Il circuito anodico dello stadio 6CL6 è accordato su 48,3 MHz (fre-

quenza del quarzo di 8,05 MHz). La bobina di griglia dello stadio triplicatore in controfase è accordata per la massima corrente di griglia (circa 2,5 mA) su 48,9 MHz (frequenza del quarzo di 8,15 MHz). Questa regolazione con accordo sfalsato darà come risultato una piccola variazione della corrente di griglia tanto nello stadio duplicatore come nel triplicatore sul campo di frequenze da 144 a 148 MHz.

Il condensatore di accordo anodico del triplicatore (C_6) viene portato in risonanza sulla frequenza di lavoro e deve essere riaccordato ogni volta che lo spostamento di frequenza è maggiore di circa 200 kHz.

La potenza di uscita di entrambi gli eccitatori è sufficientemente grande per pilotare qualunque amplificatore di tipo normale con due tubi di potenza a fascio, progettato per fun-

zionare nello spettro delle VHF (832A, 829B, 815, 5894, ecc.). Si ha inoltre un sufficiente pilotaggio per pilotare uno stadio ad un solo tetrodo 4X150A, 4CX250B, oppure 4CX300A, ad un livello di potenza superiore ad alcune centinaia di watt.

Il moltiplicatore di frequenza 6360 Un unico doppio tetrodo 6360 può venire sostituito allo stadio moltiplicatore in controfase 6CL6 (Fig. 8). Si può applicare al tubo 6360 una maggiore tensione anodica (fino a 350 V) purchè questa tensione venga applicata solo allo stadio e non al resto dell'eccitatore. La potenza di uscita del tubo 6360 risulterà di circa 10 W al più alto potenziale anodico.

2-2. Eccitatore SSB da 175 W

La costruzione di un eccitatore a banda laterale unica o di un trasmettitore è più semplice e meno costosa della costruzione di un'apparecchiatura in AM di equivalente campo di potenza. Fisicamente, l'eccitatore a SSB può essere costruito più compatto e leggero come peso, a parità di potenza manipolata, rispetto all'apparecchiatura in AM. L'ampia diffusione dell'SSB ha incoraggiato la produzione di opportune parti e componenti economici, sicchè ora non è più molto difficile o costoso costruire e allineare un eccitatore a SSB di alta qualità. Sono necessarie solo apparecchiature di prova molto sem-

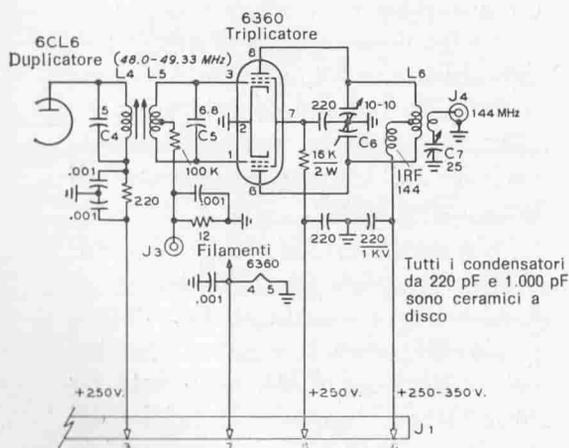


Figura 8

ALTRA VERSIONE DI CIRCUITO
TRIPLOCATORE 6360



Figura 9

ECCITATORE SSB DA 175 W

Questo eccitatore autocostruito assorbe 175 W di potenza di alimentazione sul picco dell'involuppo per funzionamento a SSB o in telegrafia fra 3,5 e 29,5 MHz. La custodia auto-costruita è verniciata a spruzzo in grigio chiaro e il pannello è verniciato in grigio di due tonalità. La manopola principale di accordo è a destra del quadrante con la scala. I tre comandi sotto il quadrante sono (da sinistra a destra): livello RF (R_1), accordo anodico amplificatore (C_{14}), e carico amplificatore (C_{15}). Il commutatore selettore di banda è al centro sotto il controllo di accordo anodico, con il controllo di accordo di griglia (C_3) e la presa per il tasto sui lati opposti. A sinistra in basso vi è il commutatore di banda laterale (S_1) con il potenziometro d'iniezione della portante (R_3 - S_2) direttamente sotto di esso. Il controllo di guadagno audio è sopra la presa del microfono. L'interruttore di alimentazione è all'estrema destra, vicino al commutatore di funzione a tre posizioni S_7 . Il commutatore di banda ha due posizioni per 10 metri, per i due settori da 500 kHz.

plici e l'uso di filtri a banda laterale a quarzo di tipo commerciale nell'eccitatore elimina la critica regolazione di tale circuito e i laboriosi tentativi. Inoltre, la soppressione della banda laterale può essere facilmente ottimizzata e le varie risposte spurie possono essere attenuate fortemente.

L'eccitatore descritto in questo paragrafo (Fig. 9) è di progetto si-

curo ed è consigliato a quegli sperimentatori che desiderino costruire la loro prima apparecchiatura per trasmissione a banda laterale unica.

Il circuito dell'eccitatore

L'eccitatore del tipo a filtro incorpora tutte le caratteristiche desiderabili di eccitatori più costosi, che coprono le bande dilettantisti-

che fra 10 e 80 m, con un minimo di comandi e regolazioni. Lo stadio di uscita utilizza una coppia di tetrodi 6550 fortemente lineari, che sono in grado di assorbire una potenza di alimentazione nel picco di involuppo di circa 175 W. Lo schema a blocchi dell'eccitatore è riportato nella figura 10.

Il generatore a banda laterale è progettato attorno a un filtro a traliccio di quarzi a 9 MHz e consiste di un oscillatore/modulatore bilanciato con tubo 7360 (V_7) con un amplificatore audio 12AX7 (V_1) che modula una sola placca di deflessione del tubo 7360. Il filtro di banda laterale ha terminazioni di entrata e di uscita a bassa impedenza ed è ac-

coppiato con link al circuito di uscita del modulatore bilanciato.

Il filtro pilota uno stadio amplificatore a FI con tubo 6BA6 (V_2) per portare il segnale all'opportuno livello di mescolazione. Due quarzi di portante nel circuito di griglia della sezione oscillatrice del tubo 7360 permettono la selezione della banda laterale.

Il segnale a SSB a 9 MHz è accoppiato alla griglia n. 2 del mescolatore 6BA7 (V_8) ed è combinato con l'uscita a $5,5 \div 5,0$ MHz di un oscillatore a frequenza variabile molto stabile. La frequenza-differenza di questi due segnali viene usata come campo di frequenza fondamentale dell'eccitatore di $3,5 \div 4$ MHz, che ap-

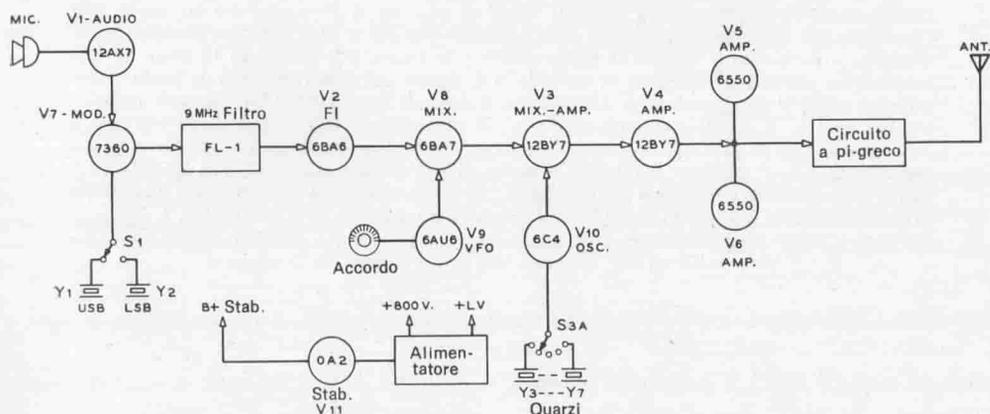


Figura 10

SCHEMA A BLOCCHI DELL'ECCITATORE SSB

Un filtro a traliccio di quarzi a 9 MHz e un oscillatore/mescolatore 7360 semplificano il circuito e forniscono eccellenti risultati in questo compatto eccitatore per SSB, il quale copre le bande dilettantistiche fra 80 e 10 metri, e utilizza due tubi 6550 del tipo a bassa distorsione nello stadio amplificatore lineare. Viene usato un circuito a doppia conversione, con l'oscillatore a frequenza variabile che copre il campo da 5,5 a 5,0 MHz per il funzionamento su 80 m. Il secondo oscillatore di conversione controllato a quarzo mescola il segnale SSB per funzionamento sulle bande a frequenza più alta. Un alimentatore a stato solido fornisce tutte le tensioni continue per l'eccitatore.

pare nel circuito anodico dello stadio mescolatore.

Tutte le bande dilettantistiche più alte sono ricavate per mescolazione di questo segnale a SSB con quello generato da un ausiliario oscillatore a quarzo. L'uscita dal mescolatore 6BA7 è accoppiata a banda passante con il tubo 12BY7A (V_3) che funziona come amplificatore nella banda degli 80 m e come secondo mescolatore per tutte le bande a frequenza più alta.

L'oscillatore mescolatore è un tubo 6C4 (V_{10}) la cui uscita è sempre a frequenza più alta di quella del desiderato prodotto del mescolatore.

Un secondo tubo 12BY7A (V_4) serve come stadio pilota per i due tubi amplificatori a tetrodo 6550 collegati in parallelo. I tubi 6550 sono scelti in modo da fornire la necessaria potenza di uscita con il minimo grado di distorsione di intermodulazione. I prodotti di distorsione di terzo e quinto ordine di questi tubi, misurati nelle normali condizioni di funzionamento, si aggirano su oltre 30 dB al di sotto di uno dei toni del segnale di prova a due toni. Questo grado di distorsione è da 5 a 10 db minore rispetto ad altri piccoli tetrodi di uguale possibilità di potenza.

I prodotti spuri vengono ridotti incorporando un filtro passa-basso (L_4 , L_5 e condensatori associati) nel circuito di uscita dello stadio vfo (oscillatore a frequenza variabile), per sopprimere la seconda armonica e quelle di ordine più alto dell'oscillatore. Inoltre, un progetto accurato dei vari circuiti accordati assicura

che cinguettii indesiderati vengono tenuti ad un livello molto basso. L'eccitatore è azionato da due relé che sono eccitati da un commutatore « premere per trasmettere » posto sul microfono.

Tutte le regolazioni di accordo sono compiute mediante un unico strumento che misura la corrente catodica dell'amplificatore finale, più un ausiliario strumento misuratore di corrente di griglia.

Un commutatore di funzione a tre posizioni (S_7A-B) consente all'operatore di regolare la frequenza prescelta senza irradiare un segnale interferente e senza disattivare il suo ricevitore. La posizione *zero* del commutatore S_7 inoltre disattiva il circuito del microfono sicchè l'eccitatore non può essere incidentalmente inserito. Una seconda posizione (telegrafia) del commutatore di funzione consente il funzionamento in telegrafia (con iniezione della portante) e la terza posizione (*PTT*) pone l'eccitatore pronto per il funzionamento con relé fonico.

L'alimentatore fa uso di un economico trasformatore da ricambi del tipo per TV, in un circuito a ponte che utilizza economici diodi rettificatori al silicio. La presa centrale del trasformatore serve per le necessarie tensioni continue più basse. La tensione stabilizzata per i vari oscillatori è fornita da un tubo stabilizzatore OA2 e un separato alimentatore stabilizzato con diodo zener fornisce le tensioni di polarizzazione per i tubi amplificatori 6550. Lo schema completo dell'eccitatore è riportato nella Fig. 11.

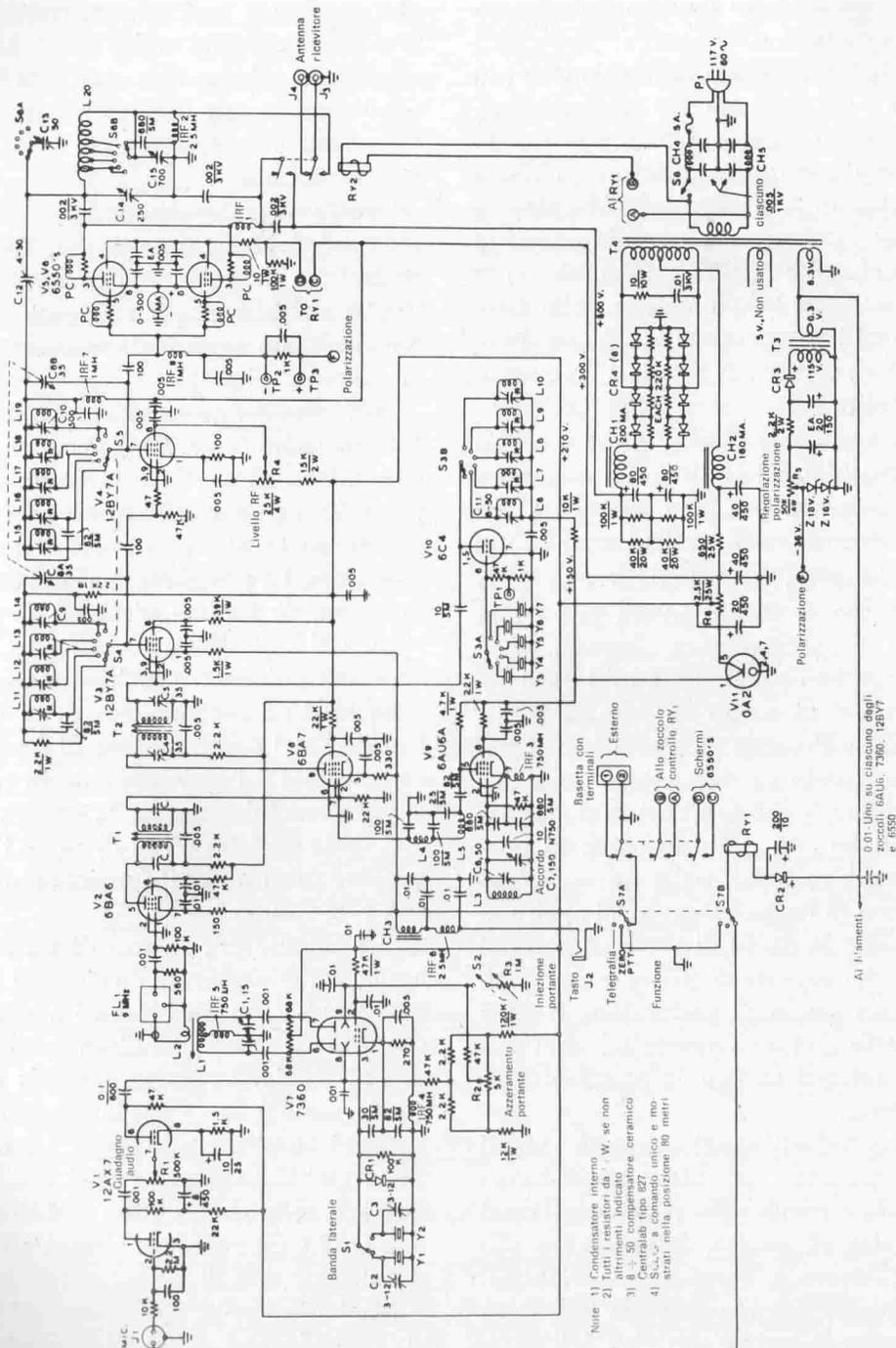


Figura 11

SCHEMA ELETTRICO DELL'ECITATORE A BANDA LATERALE UNICA DA 175 W

- Note
- 1) Condensatori (Capacitors)
 - 2) Trasduttori (Transformers)
 - 3) 8 to 50K compensatore ceramico
 - 4) Centralab tipo 827, micro e macro, azionati nella posizione 80 metri

0,01 μm su ciascuno degli zoccoli 6AU6, 7360, 12BY7 e 6X4

ELENCO COMPONENTI PER LA FIG. 11

C_1 - condensatore differenziale 15 pF. Johnson 160-308.
 C_2, C_3, C_9, C_{10} - condensatore ceramico da 12 pF. Centralab 822.
 C_4, C_5 - 25 pF Hammarlund MAPC.
 C_6, C_{13} - 50 pF Hammarlund APC.
 C_7 - condensatore accordo 150 pF dal trasmettitore ARC-5.
 C_{8A-B} - Hammarlund APC da 35 pF a comando unico con accoppiatore isolato.
 C_{11} - 50 pF condensatore ceramico. Centralab 827.
 C_{12} - 30 pF condensatore ceramico. Centralab 822.
 C_{13} - 50 pF compensatore APC per 3,5 MHz.
 C_{14} - 250 pF spaziatura 0,6. Bud 1859.
 C_{15} - 365 pF per sezione. Miller 2112.
 CR_1 - 1N34A.
 CR_2, CR_3 - 1N1635 (400 V PRV, 600 mA).
 CR_4 - 8 diodi, 4 per ramo, 1N4005 (600 V PRV, 1 A).
 CH_1 - 5 H, 200 mA. Stancor C-1646.
 CH_2 - 5 H, 150 mA. Stancor C-1710.
 CH_3 - impedenza a bassa induttanza (avvolgimento primario del trasformatore di uscita per 50L6).
 CH_4, CH_5 - impedenza filtro di rete. Miller 5218 oppure 18 spire filo 1,6 mm smaltato avvolte su un diametro di 9,5 mm, lunghezza 37 millimetri.

MA - Milliamperometro 0,5 A. Simpson 5 cm Widevue.
 PC - Soppressore parassiti. 100 Ω - 1 W con 4 spire filo smaltato 1,2 mm.
 IRF_1 - 2,5 mH, 300 mA. National R-300U.
 IRF_2, IRF_6 - 2,5 mH, 100 mA. National R-100.
 IRF_3, IRF_4, IRF_5 - 750 μ H. National R-33.
 IRF_7 - 1 mH, 100 mA. Miller 4652.
 S_3, S_4, S_5, S_6 - Commutatore di banda. 4 piastre ceramiche Centralab PA-2, ognuna a 2 vie 6 posizioni, con Gruppo indice PA-301.
 T_1 - Trasformatore FI 10,7 MHz (accordato su 9 MHz) Miller 1463.
 T_2 - Trasformatore passabanda (3,5 - 4 MHz). Vedi Fig. 13B.
 T_3 - 6,3 V, 1 A. Usato in salita.
 T_4 - 800 V con presa centrale, 200 mA; 6,3 V, 5 A; Stancor PC-8412.
 Y_1 - 8998,5 kHz (Mc Coy).
 Y_2 - 9001,5 kHz (Mc Coy).
 Y_3 - 11.000 kHz per funzionamento su 40 metri.
 Y_4 - 18.000 kHz per funzionamento su 20 metri.
 Y_5 - 25.000 kHz per funzionamento su 15 metri.
 Y_6 - 32.500 kHz per funzionamento su 10 metri (28,5-29 MHz).
 Y_7 - 33.000 kHz per funzionamento su 10 metri
 Z - Diodo zener 18 V, 1 W. 1N4746A. (29,0-29,5 MHz).
NOTA - Il commutatore di banda ha 2 posizioni per 10 metri.

Costruzione dell'eccitatore

La disposizione generale dell'eccitatore può essere vista nelle varie fotografie (Figg. 12 e 15). Per la costruzione viene usato uno chassis di ferro 27 \times 44 \times 7,5 cm. Il gruppo dell'amplificatore finale sopra lo chassis è racchiuso in un telaio con tre fiancate, che misura circa 19,5 cm di lunghezza per 11,5 di profondità e per 15 di altezza. I lati sono costruiti con lastra di alluminio forata. Un coperchio di alluminio ricotto, a forma di L, su due lati completa la chiusura.

Sotto lo chassis, i componenti del vfo sono racchiusi in uno schermo a forma di U, costruito con una sottile

lastra quadrata di alluminio che misura circa 10 cm di lato e 7 cm di altezza.

I circuiti accordati e lo zoccolo 6AU6 sono montati su una robusta piastra di alluminio da 3 mm che misura 10 \times 12,5 cm, montata sullo chassis sopra lo schermo di alluminio. Lo schermo ha dei bordi da 6 mm piegati su tutti i lati, per fissarlo allo chassis e alla parete laterale dello chassis.

Il modulatore bilanciato e i tubi dell'amplificatore audio sono all'estremità opposta dello chassis e i loro componenti sotto lo chassis sono contenuti dentro un comparto di alluminio a forma di L sul pannello.

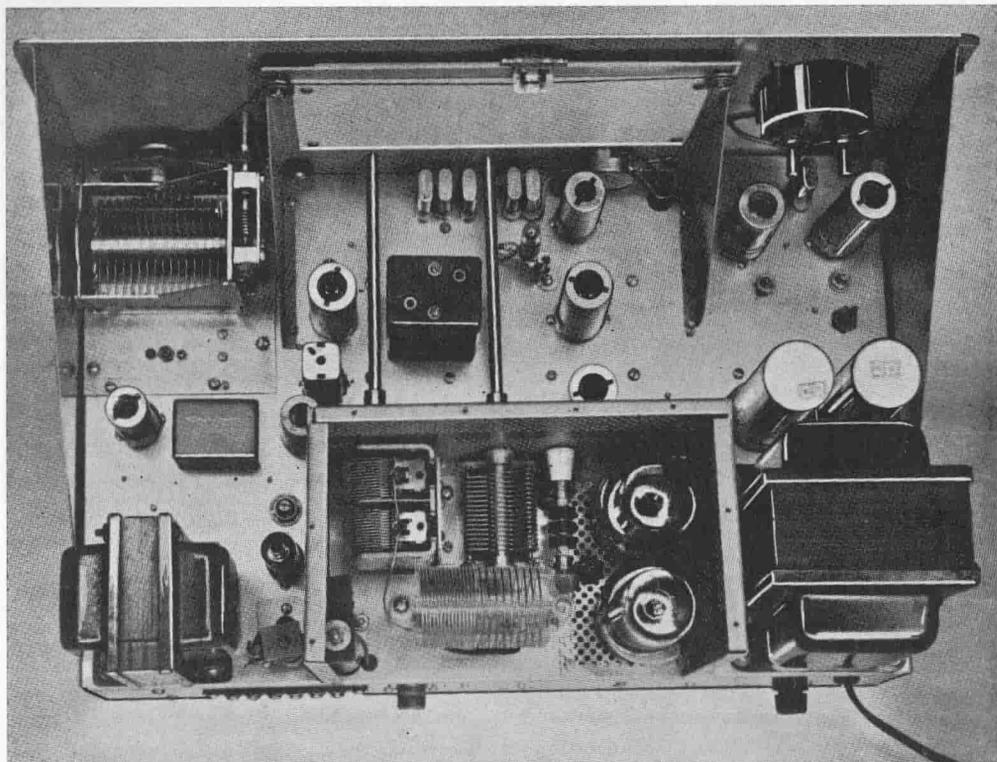


Figura 12

LO CHASSIS DELL' ECCITATORE A BANDA LATERALE UNICA VISTO DAL BASSO

Da questa fotografia si può vedere la distribuzione e la posizione dei componenti principali sopra lo chassis. Il condensatore di accordo per vfo è montato all'angolo dello chassis con la funicella di comando del quadrante che passa sulle pulegge situate sugli angoli posteriori del quadrante. Immediatamente dietro al quadrante vi sono l'oscillatore di conversione e i relativi quarzi. I tubi situati sotto lo strumento del pannello sono il modulatore bilanciato (a destra) e il preamplificatore microfonico, con i due quarzi selettori di banda laterale vicino al pannello frontale. Fra questi componenti e i condensatori filtro ad altra tensione sono situate le regolazioni, aggiustabili mediante cacciavite, del controllo di bilanciamento del modulatore (montato sullo chassis) e del nucleo della bobina anodica del modulatore bilanciato (L_1). I due tubi 12BY7A sono allineati con l'oscillatore a quarzo 6C4, immediatamente dinanzi al comparto dell'amplificatore finale. Fra i due alberini di prolungamento per i condensatori del circuito di uscita pi-greco dell'amplificatore finale vi è il trasformatore passa-banda su 80 m, con il tubo mescolatore 6BA7 a sinistra. Il tubo vfo 6AU6 è dietro il condensatore di accordo del tipo ARC-5, seguito dal filtro a quarzo con il tubo amplificatore a FI 6BA6 e il trasformatore a destra. Il tubo stabilizzatore di tensione OA2 è vicino all'impedenza filtro ad alta tensione, con il potenziometro di controllo di polarizzazione (R_5) vicino ad esso.

Nella Fig. 13A si può vedere il progetto dell'insieme del commutatore di banda, situato al centro dello chassis.

Gli zoccoli dei tubi amplificatori finali sono montati su una lastra di alluminio forato che è avvitata sopra una opportuna finestra dello chassis,

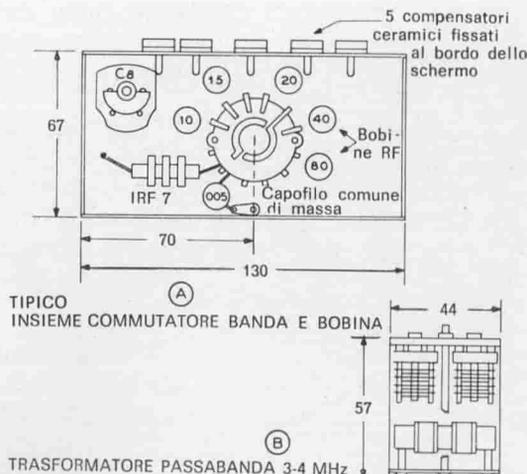


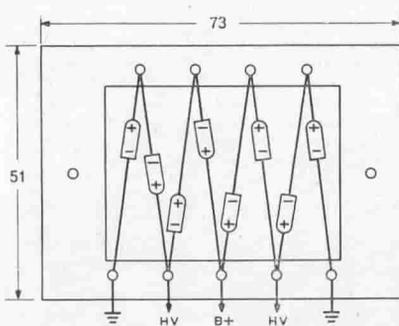
Figura 13

- A -** Insieme del commutatore di banda e bobine. Sono necessari 2 montaggi. La partizione è effettuata con una leggera lastra di alluminio con bordi piegati di 6 mm su tutti i lati per montarla allo chassis e ai supporti laterali. Il rotore del condensatore C_8 è isolato da massa e collegato all'analogo condensatore sull'opposto scomparto mediante un accoppiatore isolato. Il rotore è collegato alla massa comune (capofilo di massa in basso della partizione, sotto il commutatore di banda). Il settore del commutatore è montato con viti tra 3 mm e distanziatori metallici sulla parete di separazione con una lastra di dimensioni uguali di pannello per circuito stampato di bachelite con rivestimento di rame, situato 12 mm dietro di esso. Le connessioni di massa delle varie bobine terminano a questo pannello, che è collegato a massa al capofilo comune di massa mediante un collegamento corto e flessibile.
- B -** Insieme del trasformatore passabanda. I due condensatori MAPC da 35 pF sono montati su un pannello di bachelite da 44 x 38 mm. La bobina doppia è avvolta su due tubetti di polistirolo aventi diametro 12,5 mm, che scivolano su un'astina di polistirolo avente diametro 9,5 mm. Ogni pezzo di tubetto è lungo 12,5 mm e la distanza fra le bobine è di 9,5 mm. L'avvolgimento primario (anodico) è di 55 spire filo smaltato da 0,3 mm, avvolte per una lunghezza di 6 mm. L'avvolgimento secondario (griglia) è di 45 spire filo smaltato 0,3 mm, avvolte alla stessa maniera. Un pezzo di lastra di bachelite delle stesse dimensioni come il pannello di montaggio superiore sostiene le bobine mediante viti da 3 mm e distanziatori. Due lunghe viti da 4 mm collegano le sezioni e le fissano alla scatola schermo. La costruzione è simile a quella di un trasformatore a FI accordato in aria. La regolazione della larghezza di banda viene effettuata variando la distanza fra queste due bobine.

per permettere una buona circolazione dell'aria verso gli zoccoli e i bulbi dei tubi. I collegamenti tra la presa della bobina anodica dell'amplificatore (L_{20}) passano attraverso una fenditura tagliata nello chassis, per andare ai settori del commutatore ceramico di banda (S_{6A-B}) che è comandato dal gruppo del commutato-

re principale di banda. Il settore del commutatore è fissato alla parete posteriore dello chassis ed è collegato al commutatore di banda mediante un alberino di prolungamento in bachelite.

Un piccolo schermo di alluminio sagomato ad U è posto sul centro degli zoccoli 6550 per isolare le bobine



Lastra di bachelite o di fibra di vetro forata al centro.
I resistori sono montati posteriormente alla lastra.

Figura 14

INSIEME DEL RETTIFICATORE A DIODO

Gli otto diodi al silicio sono montati sul pannello di bachelite mediante rivetti di ottone. I resistori equalizzatori da 220 k Ω sono montati sul lato opposto del pannello, in parallelo con ogni diodo. L'insieme è montato sotto il trasformatore di alimentazione, sulla parete laterale dello chassis, mediante viti da 3 mm e distanziatori. Un foro è effettuato nella parete dello chassis, allineato con l'insieme dei diodi, per consentire un adeguato raffreddamento e ventilazione.

anodiche antiparassitarie dai vicini collegamenti di griglia. Lo schermo forma un comparto ampio circa 2,5 centimetri sopra gli zoccoli, come si può vedere nelle fotografie del telaio visto dal basso (Fig. 15). Per ridurre al minimo il calore sotto lo chassis, i resistori zavorra da 40 k Ω , 20 W ad alta tensione sono montati in posizione verticale sullo chassis mediante un lungo bullone montato verticalmente nell'angolo posteriore del comparto dell'amplificatore finale.

Il resistore da 650 Ω - 25 W del circuito di caduta della tensione B+ è montato alla stessa maniera al-

l'esterno della custodia dell'amplificatore, vicino all'impedenza filtro ad alta tensione.

Il gruppo più critico per qualunque buon eccitatore a SSB è l'oscillatore a frequenza variabile che deve avere una costruzione rigida e deve usare le parti più idonee. Condensatori di compensazione a mica argentata, uno zoccolo per tubo ceramico e un condensatore di accordo di precisione assicurano la stabilità a questa parte dell'apparato. Il condensatore di accordo è prelevato dalla parte amplificatrice di un trasmettitore « surplus » AN/ARC-5 (SRC-274 N) di qualunque modello. Esso ha un'ampia spaziatura fra le lamine, isolatori a perlina di vetro e un gruppo di ingranaggi di pilotaggio molto accurato, che si può adattare molto bene ad un semplice quadrante autocostruito.

La bobina dell'oscillatore a frequenza variabile è una sezione di un gruppo miniductor cementato in maniera sicura a un blocco quadrato da 6 mm di plexiglas che è solidamente montato su due colonne ceramiche internamente al comparto schermato del vfo. La bobina è posta a un lato dello chassis, lontano da qualunque sorgente di calore.

Il montaggio del commutatore principale di banda

Nella Fig. 13A sono mostrati i dettagli di montaggio di un tipico commutatore di banda e della sezione delle bobine. Le bobine e i relativi condensatori di compensazione vanno premontati al-

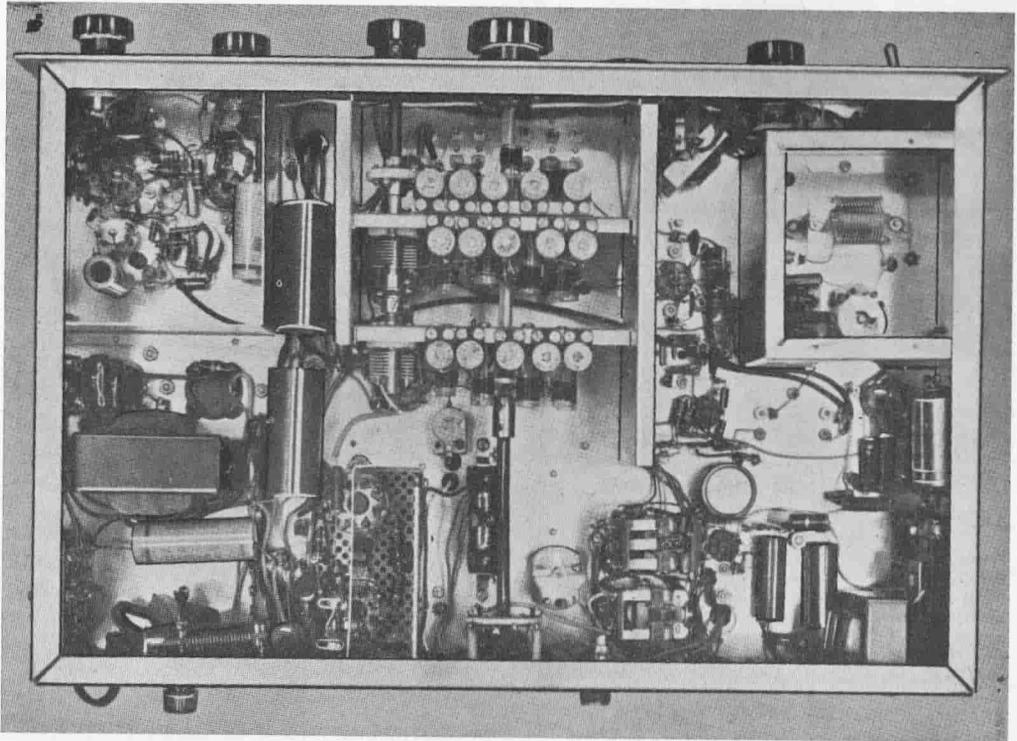


Figura 15

LO CHASSIS DELL'ECCITATORE A SSB VISTO DAL BASSO

L'insieme del commutatore di banda occupa l'area frontale al centro e la parte sotto lo chassis. Esso è fissato alla parete frontale dello chassis con i settori del commutatore montati sulle pareti dello schermo come si vede nella Fig. 13. Due piastre laterali completano l'insieme. Il settore del commutatore del circuito a pi-greco dell'amplificatore finale è montato sulla parete posteriore dello chassis ed è comandato con un alberino di prolungamento in bachelite e accoppiatore metallico. I componenti del modulatore bilanciato, dell'amplificatore e del preamplificatore audio sono posti su uno schermo a forma di L su lato sinistro, davanti, dell'area dello chassis. La connessione fra il circuito volano anodico del modulatore e il filtro di banda laterale (a destra dello chassis) è effettuata mediante un tratto di cavo coassiale RG-174/U, visibile come una linea nera che passa attraverso lo chassis. La piastra inferiore del comparto vfo è stata tolta per mostrare la posizione della bobina dell'oscillatore e del condensatore di compensazione, che possono essere regolati dall'alto dello chassis.

I diodi rettificatori al silicio nell'alimentatore sono montati su una lastra di bachelite situata sulla parete sinistra dello chassis, vicino all'angolo posteriore. Gli zoccoli del tubo amplificatore finale sono montati su un piccolo rettangolo di alluminio forato, per fornire ampia ventilazione, con uno schermo a forma di U sul bordo attorno al piedino anodico e alle impedenze antiparassitarie. A destra del settore del commutatore di banda dell'amplificatore finale sono i due relé di comando, con il condensatore di compensazione per amplificatore su 80 metri fra il relé e il commutatore di banda. Il trasformatore di polarizzazione e i condensatori filtro sono posteriormente nello chassis a destra dei relé.

L_1, L_2	Bobina modulatore bilanciato. 12 spire bifilari (24 in tutto) filo smaltato 0,55 mm, 12,5 mm diametro, 17,5 mm lunghezza, su supporto bobina National XR-50. Link: 4 spire filo smaltato 0,55 mm avvolte attorno al centro di L_1 .
L_3	5-5,5 MHz bobina vfo. 12 spire filo smaltato 0,9 mm, diametro 19 mm, lunghezza 22 mm (Air-Dux 616T)
L_4, L_5	Filtro passa basso. Ognuna 28 spire 0,45 mm avvolte strettamente su tondino di fibra diametro 6,3 millimetri
L_6	11 MHz. 26 spire filo smaltato 0,55 mm avvolte strettamente su tondino polistirolo 9,5 mm, lunghezza 32 mm
L_7	18 MHz. 18 spire come sopra
L_8	25 MHz. 12 spire come sopra
L_9	32,5 MHz. 8 spire come sopra
L_{10}	33,0 MHz, 7 spire come sopra
L_{15}	80 metri. 60 spire 0,9 mm strettamente avvolte su tondino polistirolo 9,5 mm diametro
L_{11}, L_{16}	40 metri. 20 spire, filo 0,45 come sopra (in parallelo con 82 pF)
L_{12}, L_{17}	20 metri, 18 spire, 0,55 come sopra
L_{13}, L_{18}	15 metri, 9 spire, 0,7 come sopra
L_{14}, L_{19}	10 metri, 7 spire 0,9 come sopra
L_{20}	Bobina del circuito a pi-greco (Pi-Dux 1212D6) diametro 32 mm, 9 spire, 38 mm lunghezza e 14 spire, 28 mm lunghezza, filo 2 mm (18,6 μ H) Presa dalla estremità anodica: 10 metri, 2 spire 15 metri, 3 spire 20 metri, 8 spire 40 metri, 12 spire

Figura 16

**TABELLA DELLE BOBINE
PER ECCITATORE A SSB DA 175 W**

Le bobine piccole sono avvolte su un supporto di bobina autocostituito, tagliato da un tondino di polistirolo con diametro 0,5 mm. I supporti sono lunghi 32 mm, con piccoli fori effettuati a 12 mm per assicurare le estremità delle bobine. I supporti inferiormente sono filettati per viti da 3 mm per montaggio alle separazioni delle bobine. Si possono impiegare supporti bobine commerciali da 9,5 mm, però con considerevole aumento di costo.

la piastra di schermo e collegati prima di montare la piastra allo chassis. Sebbene l'alberino del commutatore di banda sia posizionato lungo la linea centrale dello chassis, le piastrelle del commutatore sono poste leggermente fuori centro sulla separazione (vedi illustrazione), per consentire di guadagnare spazio per i condensatori a comando unico APC (C_{8A-B}). Questi condensatori sono isolati dalla separazione (massa) e fra loro sono collegati a comando unico mediante accoppiatori flessibili isolati, al comando sul pannello.

Siccome i vari gruppi di bobine sono identici per le varie bande e sono collegati alla sezione del commutatore alla stessa maniera su ogni separazione, si ottiene un soddisfacente grado di allineamento impiegando condensatori di compensazione in parallelo. Questi condensatori sono montati vicino al bordo superiore di ciascuna separazione schermante. Isolando i due condensatori di APC si evita una possibile causa di accoppiamento indesiderato fra gli stadi causato dalle correnti che circolano nella massa.

Le bobine dell'oscillatore a quarzo sono montate sulla parte anteriore della separazione più vicina al pannello, coi collegamenti dalla piastrina del commutatore lasciati sufficientemente lunghi in maniera da essere collegati al tubo e allo zoccolo del quarzo passando attraverso il commutatore di banda.

**Il montaggio
del quadrante**

Il quadrante a indice viene ricavato da un quadrante per

onde corte ed è costituito da una piastra di alluminio montata su squadretti triangolari per fissarla allo chassis. Il centro della piastra è ritagliato in maniera da lasciare un foro rettangolare e una lastra di plexiglas trasparente (verniciato di bianco a spruzzo sul davanti) viene fissata alla parte posteriore della piastra con viti da 3 mm oppure con rivetti. Un cursore si sposta lungo il bordo superiore liscio della piastra e trasporta l'indice sulla faccia del quadrante. Una funicella è fissata ad un tamburo montato sull'ingranaggio grande del condensatore di accordo vfo e pilota l'indice tramite piccole pulegge da scala parlante prelevate da vecchie scale a indice scorrevole, in disuso.

Siccome l'ingranaggio si sposta di circa 360° per 180° di rotazione del condensatore, occorre che un tamburo da 5 cm di diametro comandi un disco scanalato di almeno 18 cm di diametro per l'indice. La funicella scorre lungo il bordo inferiore del quadrante mediante pulegge folli situate agli angoli, per tornare poi nuovamente al tamburo per funicella del vfo.

Esecuzione dei collegamenti e prova dell'eccitatore È prudente collegare l'eccitatore a sezioni e provare una sezione alla volta prima di passare alla sezione successiva. Si consiglia di collegare e provare dapprima l'amplificatore audio, lo stadio 7360 e l'amplificatore a 9 MHz. Il passo successivo consisterà nel collegare e provare l'oscillatore a fre-

quenza variabile, il primo mescolatore e l'amplificatore 12BY7A. Per queste prove può essere utilizzato un alimentatore ausiliario.

Successivamente si collegheranno e si proveranno l'oscillatore a quarzo, il pilota e lo stadio amplificatore finale; infine si provvederà al completamento dell'alimentatore ed ai collegamenti di comando. Non montando fino all'ultimo il trasformatore di alimentazione, risulterà abbastanza semplice muovere l'apparecchiatura, dato che il peso dell'eccitatore (senza il trasformatore) non è molto grande.

Dopo avere montato e collegato l'eccitatore, occorrerà effettuare un controllo di tensione. Lo schema mostra le varie tensioni ricavate dal partitore del B+. La tensione in assenza di carico è di circa 800 V e cade a circa 750 V con un carico di 200 mA. Il tubo pilota 12BY7A funziona con 300 V, come gli schermi dei tubi 6550. L'oscillatore a quarzo e il vfo ricevono una tensione stabilizzata dal tubo OA2 e tutti gli altri stadi sono alimentati dalla presa a 210 V del partitore di alimentazione.

La polarizzazione dell'amplificatore finale è stabilizzata a -36 V mediante diodi zener.

Allineamento dell'oscillatore L'oscillatore a frequenza variabile può essere regolato nel campo da 5,5 a 5 MHz mediante l'accoppiamento lasco al ricevitore della stazione e controllandone il campo di accordo sul ricevitore. Meglio ancora, si può usare un frequenzime-

tro BC-221 (LM). In alternativa si può controllare l'allineamento ponendo il commutatore di banda nella posizione 80 m e ascoltando il segnale mescolato nel campo degli 80 m.

I valori di induttanza e di capacità dati per il circuito accordato del vfo consentono una copertura leggermente superiore a 500 kHz e la ottima posizione di frequenza sul quadrante principale di accordo viene ottenuta regolando il condensatore di compensazione (C_6) nel circuito dell'oscillatore.

L'oscillatore di conversione è regolato dal corretto accordo del circuito anodico, controllando il funzionamento con un voltmetro a bassa portata inserito nel punto di misura (TP_1) nel circuito di griglia dell'oscillatore 6C4. Le letture del voltmetro indicano il grado di attività del quarzo. Dopo avere regolato la frequenza, questo circuito non richiede ulteriori attenzioni.

La banda laterale superiore o inferiore viene scelta mediante il commutatore di banda laterale S_1 e il condensatore di compensazione sul quarzo che si usa verrà regolato per porre la frequenza dell'oscillatore al punto corretto della curva del filtro di banda laterale. Ciò viene effettuato ascoltando il segnale esistente sul filtro e regolando il corretto compensatore per una modulazione vocale avente un suono naturale.

Allineamento del modulatore L'allineamento viene effettuato mediante un voltmetro elettronico avente una sonda a

radiofrequenza. La sonda viene posta al terminale di entrata del filtro a banda laterale, e il condensatore differenziale (C_1) del circuito 7360 viene regolato per il bilanciamento della capacità.

Il potenziometro «bilanciamento» (R_2) è posto vicino al centro del suo campo di variazione. Inserendo e aumentando il potenziometro di iniezione della portante (R_3), risulterà evidente una piccola lettura sul voltmetro elettronico. Si regola il nucleo della bobina del modulatore bilanciato (L_1) per la massima lettura. Successivamente si sposta la sonda alla griglia n. 2 (piedino 7) del mescolatore 6BA7 (V_8). Si pone il commutatore di funzione S_7 nella posizione zero per chiudere il circuito catodico dello stadio amplificatore 6BA6 e si regolano i nuclei del trasformatore T_1 per fornire un massimo livello di segnale (da 6 a 10 V).

Per regolare la soppressione della portante, il commutatore di portante (S_2) viene disinserito (la lettura del voltmetro elettronico dovrà diminuire considerevolmente) e il potenziometro di azzeramento della portante (R_2) viene regolato per la minima lettura dello strumento.

Il condensatore differenziale C_1 influisce sulla soppressione e i due comandi debbono essere regolati alternativamente fino a ottenere la minima lettura possibile dello strumento.

Allineamento del trasformatore passa-banda Il trasformatore passa-banda T_2 va allineato con il commutatore po-

sto nella posizione 80 m e con la sonda a RF inserita sull'anodo (piedino 9) del tubo mescolatore 6BA7 (V_8).

Il segnale vfo dell'eccitatore viene regolato per una frequenza di portante di 3,5 MHz (frequenza vfo di 5,5 MHz) e viene inserita la portante per ottenere un'indicazione dello strumento. Il condensatore del primario (C_4) del trasformatore viene regolato per la massima lettura dello strumento. Ora si sposta la sonda al piedino di griglia (piedino 2) dell'amplificatore-mescolatore 12BY7A (V_3) e si regola il vfo del trasmettitore per una frequenza di portante di 4 MHz (frequenza vfo di 5,0 MHz). Con l'iniezione della portante, il condensatore del secondario (C_5) del trasformatore viene accordato per la massima indicazione dello strumento.

Sulla banda degli 80 m la lettura del voltmetro dovrà rimanere relativamente costante, ciò che indica un corretto allineamento del circuito passa-banda.

Allineamento dell'amplificatore Il circuito anodico dell'amplificatore/mescolatore

12BY7A è disaccordato per il funzionamento su 80 m e il rimanente allineamento su questa banda viene ottenuto con la sonda a RF inserita al piedino di griglia (piedino 5) dello zoccolo 6550. Si tolgono le tensioni anodiche e di schermo ai tubi 6550. L'oscillatore vfo viene regolato per una frequenza di portante di 4,0 MHz e i condensatori a comando unico (C_8A-B) vengono portati vicino alla capacità minima.

Il condensatore di compensazione sulla bobina L_{15} per 80 m nello stadio pilota 12BY7A va regolato per la massima indicazione dello strumento, con il potenziometro di livello RF (R_1) avanzato circa a $\frac{1}{4}$ di rotazione rispetto alla posizione di minima tensione.

I circuiti ad accordo multiplo nello stadio 12BY7A per le bande a frequenza più alta vanno allineati con la sonda inserita sulla griglia di uno dei tubi dell'amplificatore finale. Con il commutatore di banda nella posizione 40 m e il vfo regolato per un'uscita di portante di 7,5 MHz, si regolano i condensatori a comando unico su una capacità vicina al minimo.

I condensatori di compensazione per 40 m sulle bobine L_{11} e L_{16} vanno regolati per la massima indicazione dello strumento.

È consigliabile effettuare un doppio controllo di frequenza con un misuratore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) per assicurarsi che i circuiti risuonano sulla frequenza desiderata. L'oscillatore di conversione funziona sul lato a frequenza alta di ciascuna banda diletantistica ed è possibile inavvertitamente accordare i circuiti pilota sulla frequenza del quarzo invece che sulla frequenza di banda laterale, durante la procedura iniziale di allineamento. Un controllo con il grid-dip meter eviterà questo errore.

Siccome l'accordo viene effettuato con la portante inserita, togliendo la portante si dovrà ottenere una caduta praticamente a zero dell'indicazione del voltmetro elettronico. Se

ciò non avviene, i circuiti probabilmente sono stati erroneamente accordati sulla frequenza del quarzo. Si possono ora regolare i circuiti accordati multipli per ciascuna banda a frequenza più alta, con i condensatori a comando unico regolati al minimo e si esegue l'allineamento dei condensatori di compensazione all'estremità a frequenza alta di ciascuna banda.

Regolazione dell'amplificatore finale

Prima di applicare la tensione di schermo e anodica all'amplificatore finale, questo deve essere neutralizzato. Si pone la sonda a RF sul piedino anodico di uno dei tubi 6550 e si inserisce la portante.

La neutralizzazione dovrà essere effettuata nella banda dei 20 m con il circuito pilota posto in risonanza per fornire il massimo pilotaggio di griglia allo stadio amplificatore.

Il condensatore di carico (C_{15}) va portato alla massima capacità e il condensatore di accordo (C_{14}) va regolato per la massima tensione indicata (risonanza). Si regola il condensatore di neutralizzazione C_{12} per la minima indicazione di tensione sullo strumento, con il condensatore di accordo nuovamente regolato dopo ogni variazione del condensatore di neutralizzazione.

Dopo che l'amplificatore finale sia stato neutralizzato e i circuiti dell'eccitatore siano stati allineati correttamente, potrà essere provato tutto l'eccitatore con un opportuno carico fittizio, per controllare il funzionamento completo.

Il carico anodico dell'amplificatore finale e il livello di eccitazione sono entrambi indicati dallo stesso strumento nel circuito catodico dello stadio amplificatore.

La sequenza di accordo è la stessa per ogni banda: il *commutatore di funzione* (S_7) va posto nella posizione « premere per trasmettere », il *controllo di guadagno audio* (R_1) va ruotato in basso, il *selettore di banda laterale* S_1 va posto nella corretta posizione della banda da usare e il commutatore S_2 della *iniezione della portante* va disinserito.

Quando il commutatore « premere per trasmettere » sul microfono è chiuso, il misuratore anodico indicherà una corrente di riposo di circa 70 mA. Si inserisce allora il controllo di portante, lo si aumenta leggermente e si regola l'accordo di griglia per avere il massimo della corrente anodica.

Il condensatore volano anodico va accordato per l'avvallamento di corrente e le regolazioni del carico vanno effettuate impiegando la procedura normale per i circuiti a pi-greco.

La corrente anodica con massimo carico con la piena iniezione della portante è da 200 a 240 mA e questo valore viene raggiunto avanzando il controllo della portante, insieme con l'aumento del carico dell'amplificatore. Quando si toglie la portante, la corrente anodica scenderà al suo livello originario di riposo.

La procedura finale consiste nel determinare il rapporto fra il pilotaggio di griglia e la corrente ano-

dica di carico. Se questo rapporto è regolato in maniera erronea, l'eccitatore si appiattirà prima di raggiungere il massimo livello di uscita (eccessivo pilotaggio, carico leggero), oppure l'uscita del trasmettitore sarà bassa (insufficiente pilotaggio, forte carico).

L'eccitazione va regolata mediante il controllo di *livello a RF* (R_4) che può essere tarato per ogni banda. A tale scopo è necessario porre un milliamperometro da 1 mA fondo scala tra i punti di misura 2 e 3 del circuito dello stadio amplificatore finale. Non si dovrà avere alcuna corrente di griglia fino a che il picco del segnale di pilotaggio a RF oltrepassa il livello di polarizzazione (nominale — 36 V).

La massima potenza di uscita verrà ottenuta in funzionamento in classe AB_1 quando i tubi amplificatori sono pilotati esattamente al punto di corrente di griglia e con carico anodico regolato per la massima potenza di uscita con corrente anodica di 200-240 mA. Usando l'inserzione della portante si controllerà allora il punto di corrente di griglia sullo strumento di prova temporaneamente inserito e si regolerà il carico anodico sulla corretta corrente anodica.

La regolazione del controllo del livello a RF è così terminata, si toglie la portante e si modula a voce il trasmettitore. Il controllo di guadagno audio viene avanzato fino a che, senza toccare il controllo di livello a RF, lo strumento indicatore del circuito di griglia indica appena una fluttuazione della corrente di griglia: una divisione della scala o meno. La

regolazione del controllo di guadagno audio è allora a punto.

Questa procedura di taratura dovrà essere seguita su ciascuna banda dilettantistica e si prenderà nota della posizione dei comandi per usi futuri.

Se si vuole, un piccolo milliamperometro da 2,5 cm di diametro può essere montato sul pannello dell'apparato per un controllo continuo del punto di massimo pilotaggio del segnale dell'amplificatore.

Occorre notare che nelle condizioni di massimo picco della voce, lo strumento anodico dovrà oscillare di circa 100 mA; il funzionamento può essere controllato con l'oscilloscopio per esaminare che non ci sia appiattimento delle creste.

La procedura di accordo per telegrafia è la stessa di quella precedentemente descritta, eccetto che si inserisce la portante e si riduce al minimo il controllo di guadagno audio.

Il funzionamento in AM è possibile inserendo una portante sufficiente per una corrente anodica di circa 100 mA e avanzando il comando di guadagno mentre si controlla il rapporto fra pilotaggio di griglia e carico di antenna con un oscilloscopio, per raggiungere il massimo livello di modulazione senza distorsione.

2-3. Il trasmettitore-eccitatore SSB Deluxe HBT-200

Il trasmettitore-eccitatore Deluxe HBT-200 a SSB è un'apparecchiatura



Figura 17

IL TRASMETTITORE-ECCITATORE A BANDA LATERALE UNICA HBT-200

L'apparato HBT-200 è un eccitatore SSB di alte prestazioni, che copre le bande dilettantistiche da 80 a 10 metri. Il quadrante principale di accordo è in alto a sinistra, tarato per ogni 100 kHz, con una finestra a verniero che consente di leggere un kHz. I comandi principali del pannello sono (da sinistra a destra): Riga in alto: livello di taratura (R_{12}), lampada spia, comando principale di accordo, accordo mescolatore-pilota (C_{14} , C_{15}), accordo amplificatore finale (C_{16}); commutatore di banda amplificatore finale (S_4). Riga centrale: commutatore selettore di banda laterale (S_1), potenziometro bilanciamento portante (R_2), commutatore di funzione (S_2), controllo di guadagno audio (R_1), commutatore principale di banda (S_3), potenziometro livello pilotaggio (R_6), commutatore dello strumento (S_5) carico amplificatore finale (C_{17}). Riga in basso: presa per tasto, tenuta VOX (R_{11}), anti-VOX (R_{10}), presa per microfono, controllo polarizzazione preamplificatore (R_9), sensibilità RF (R_8) e commutatore accordo-funzionamento (S_6).

Il pannello è forato e successivamente rivestito con una vernice di colore grigia a spruzzo. In seguito si applicano le diciture a decalcomania e quando il pannello è asciutto, viene ancora spruzzato con vernice trasparente Krylon. Posteriormente alla custodia vi sono i fori per lasciar passare le varie prese di alimentazione e vicino ai tubi 6146B vi è un foro (coperto con schermo) per addizionale ventilazione.

ra che si accompagna al ricevitore HBR descritto nel Cap. I. Progettato per prestazioni di alta qualità in SSB e in telegrafia, l'apparato HBT-200 è in grado di assorbire una potenza di

alimentazione nel picco d'involuppo di 200 W sulle bande dilettantistiche da 80 a 10 metri (banda laterale superiore o inferiore) e comprende un controllo automatico di carico (alc),

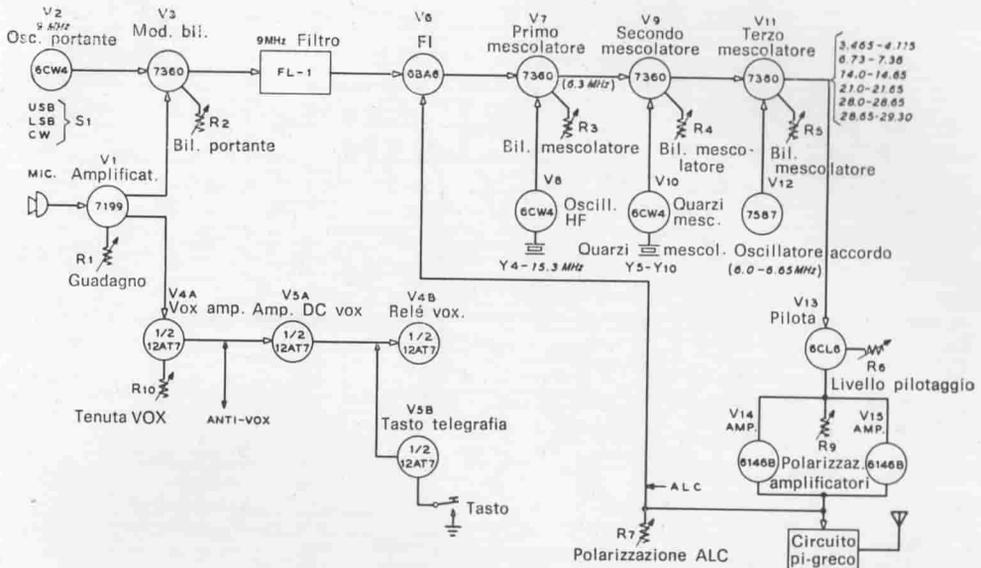


Figure 18

SCHEMA A BLOCCHI DEL TRASMETTITORE ECCITATORE HBT-200

funzionamento VOX oppure con pulsante « premere per trasmettere », copertura di tutte le bande e impiego di un nuovo tipo di oscillatore a frequenza variabile (vfo) ad alto C con tubo nuvistor.

Il trasmettitore ha una stabilità di frequenza molto grande ed un estremamente ridotto livello di cinguettii e di segnali d'immagine.

Il trasmettitore HBT-200 (Fig. 17) impiega componenti facilmente ottenibili, compresi i circuiti accordati prefabbricati dell'oscillatore. Negli stadi oscillatore locale sono usati tubi nuvistor e la tensione di filamento del vfo è stabilizzata per raggiungere la massima stabilità di frequenza.

Un filtro di banda laterale di alta qualità a 9 MHz, avente un fattore di

forma veramente eccezionale, assicura un segnale netto e chiaro a SSB.

La potenza di uscita del trasmettitore è migliore di 100 W di PEP (potenza sul picco dell'involuppo) su tutte le bande ed è sufficiente a pilotare la maggior parte di tubi amplificatori lineari con griglia a massa, sebbene lo HBT-200 fornisca già una buona prestazione da solo, quando viene usato così come è.

L'efficiente circuito alc consente un grado di compressione della voce che impartisce una « spinta » al segnale e assicura che la modulazione vocale sia tenuta sempre ad adeguato livello.

Oltre alle caratteristiche di SSB, l'apparato HBT-200 incorpora il funzionamento in telegrafia semiauto-

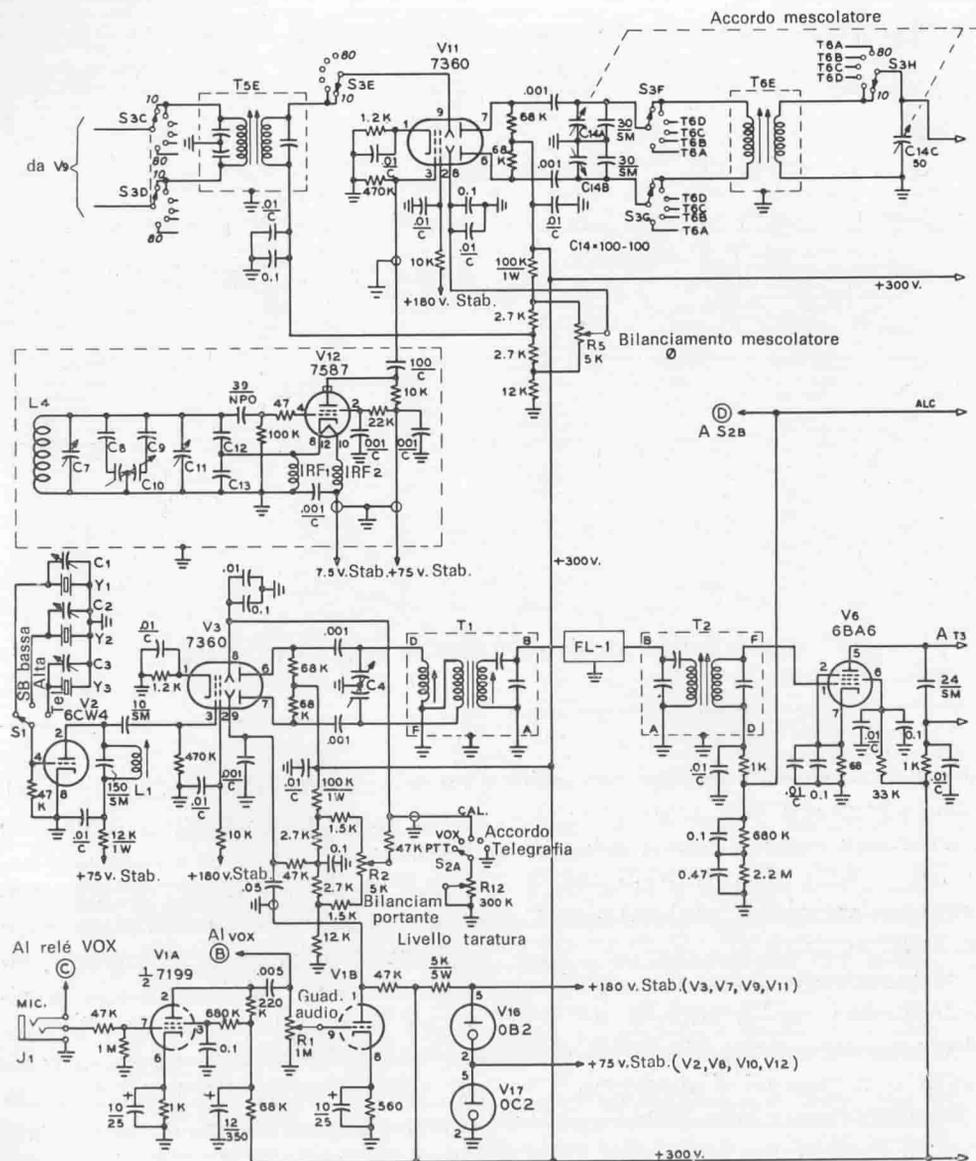


Figura 19 A

SCHEMA ELETTRICO DEGLI STADI AUDIO, ECCITATORE, VFO E TERZO MESCOLATORE

- C₁, C₃, C₁₁ - 4 ÷ 25 pF trimmer, NPO. Centralab 822AZ.
- C₄, C₁₀ - 25 pF condensatore differenziale. Johnson 148-302.
- C₇ - condensatore 100 pF Polar C28-141 oppure J. W. Miller 2101.
- C₅ - 22 pF ceramico NPO. Centralab TC222.
- C₆ - 22 pF. Ceramico N750. Centralab TCN22.
- C₁₁, C₁₃ - 700 pF ceramico NPO. Ciascuno: due Centralab TCZ 300 più 1 Centralab TCZ 100 in parallelo.
- C₁₄A, B, C - 3 sezioni, variabili 100 pF. Polar C28-

- 143. Le due lamine rotorighe esterne più 4 altre lamine rotorighe tolte dalla sezione C₁₄C (oppure J. W. Miller 2103).
- FL₁ - filtro SSB a quarzo a 9 MHz. McCoy Electronic 48-B1 (oppure: McCoy 32-B1).
- S₃A ÷ I - commutatore ceramico a 7 sezioni (totale 14 poli) 2-6 posizioni (S₃A a H è costituito dal gruppo Centralab PA-305 con 6 piastrine PA-3). S₃I è Centralab PA-304 con una piastrina PA-3. Sono usati fra le sezioni tre schermi Centralab P-320.
- S₂A - Vedi figura 19 C.

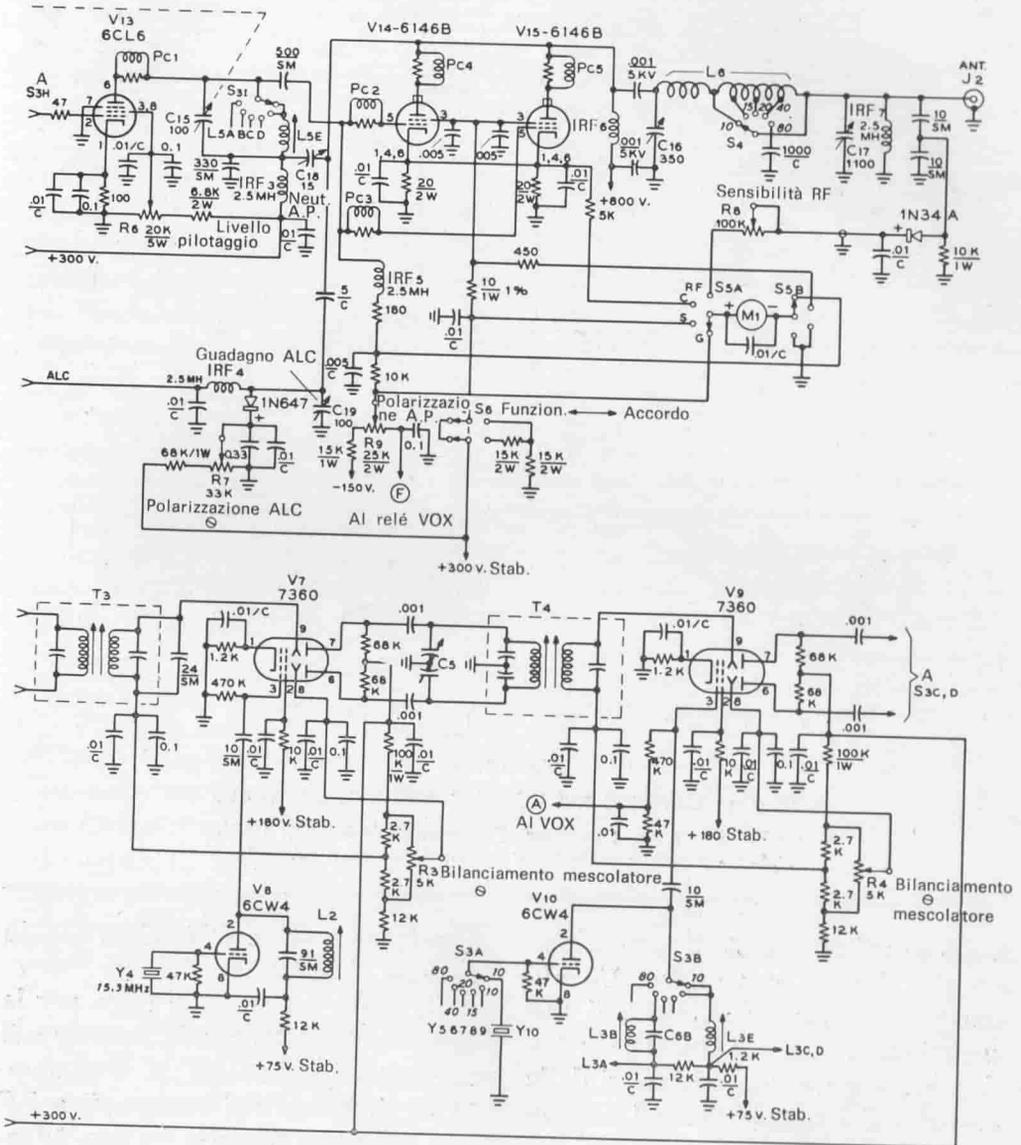


Figura 19 B

SCHEMA ELETTRICO DEGLI STADI MESCOLATORE, OCILLATORE LOCALE E AMPLIFICATORE

- C₅ - condensatore differenziale da 5 pF. Johnson 148-302.
- C₁₅ - come C₇ (Fig. 19 A).
- C₁₆ - 350 pF, 1 kV. Johnson 154-2.
- C₁₇ - 3 sezioni, 265 pF per sezione, tipo per radio J. W. Miller 2113.
- C₁₃ - 15 pF Hammarlund HF-15 X.
- M₁ - 2 mA. Resistenza 47 Ω. Simpson 1212 A.

- S₄ - commutatore ceramico ad una sola sezione, 6 posizioni. Centralab 2501.
- PC_{1, 2, 3} - 4 spire filo 0,9 mm attorno a un resistore da 47 Ω - 1 W.
- PC_{4, 4} - 4 spire filo smaltato 2 mm, diametro 9,5 mm attorno ad un resistore da 47 Ω, 2 W.
- Custodia - Wycro CR-7725.

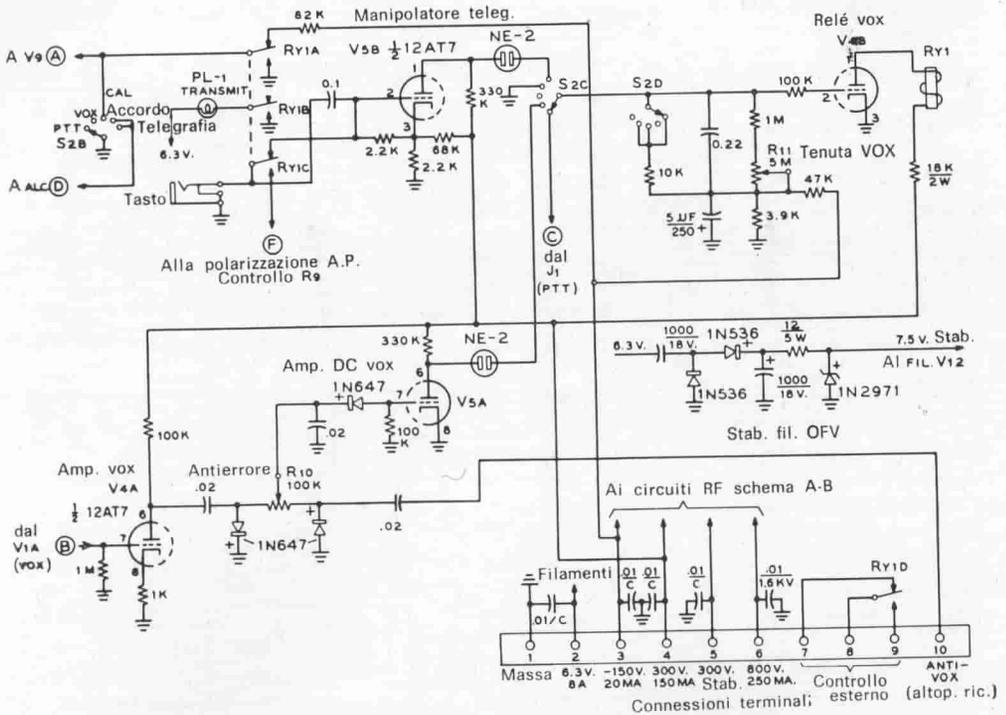


Figura 19 C

SCHEMA ELETTRICO PER I CIRCUITI VOX E DI CONTROLLO

Ry1 - relé 4 vie - 2 posizioni. Potter-Brumfield MG-17D (110 V).
S2A-D - 4 poli, 2 sezioni, 2-6 posizioni Centralab PA 2011.

matica, utilizzando sia il tasto a mano che il tasto elettronico. Un alimentatore separato alimenta il trasmettitore, riducendo così il peso dell'apparato e mantenendo fuori dalla custodia del trasmettitore i componenti che producono calore.

L'allineamento del trasmettitore è ottenuto facilmente senza necessità di complicate apparecchiature di misura.

Il circuito del trasmettitore

Nella Fig. 18 è riportato lo schema a blocchi del trasmettitore HBT-200, mentre nelle

Figure 19 A, B e C è riportato lo schema elettrico.

È usato il sistema a filtro per la generazione della banda laterale e il trasmettitore impiega la commutazione di banda dei vari stadi a RF con settori da 650 kHz fra 80 e 10 m. Si può avere un sufficiente accavallamento delle estremità della banda per attività ausiliarie, come ad esempio MARS.

La sezione a RF

Come preamplificatore microfonico a due stadi è usato un tubo 7199 (*V1*) che pilota un modulatore bi-

lanciato del tipo a 7360 a placca di deflessione (V_3). Il segnale di portante è generato a 9 MHz dall'oscillatore nuvistor 6CW4 (V_2).

Per permettere la scelta della banda laterale superiore o inferiore oppure per telegrafia sono usati tre quarzi. La tensione continua applicata alla seconda placca di deflessione del modulatore bilanciato 7360 può essere regolata mediante il potenziometro di bilanciamento della portante R_2 per annullare la banda laterale indesiderata e la portante nel circuito anodico.

La iniezione della portante per telegrafia o per taratura viene effettuata bilanciando questo circuito mediante il commutatore S_2A e il potenziometro di controllo di livello R_{12} .

Un filtro a traliccio di quarzi a 9 MHz (FL_1) avente un'eccellente curva di selettività è accoppiato a trasformatore fra il modulatore bilanciato e l'amplificatore a frequenza intermedia 6BA6 (V_6). La tensione di alc è applicata alla griglia del tubo 6BA6 per fornire un corretto controllo e per ridurre l'appiattimento della sommità del segnale SSB in condizioni di sovrappilottaggio.

Un secondo tubo 7360 serve come primo mescolatore (V_7) e un nuvistor 6CW4 serve come oscillatore a quarzo a 15,3 MHz (V_8) convertendo il segnale a SSB a 6,3 MHz per la successiva mescolazione nelle varie bande diletantistiche. (Se si dispone di un filtro a quarzo a 6,3 MHz, gli stadi V_7 e V_8 possono essere tolti e lo stadio amplificatore a FI dovrà essere modificato per funziona-

mento su 6,3 MHz). Viene scelta questa particolare frequenza intermedia poichè la creazione di prodotti spuri di mescolazione che cade nelle bande diletantistiche è meno grave che con la frequenza intermedia di 9 MHz.

Il segnale principale a SSB a 6,3 MHz viene applicato al secondo stadio mescolatore utilizzando un tubo 6360 (V_9). Un oscillatore-mescolatore con tubo 6CW4 nuvistor (V_{10}) fa uso di adeguati quarzi per fornire 6 canali di SSB che possono essere mescolati nelle bande diletantistiche col minimo di cinguettii e battimenti. I sei canali intermedi a SSB sono combinati, in un terzo stadio mescolatore con tubo 7360 (V_{11}), con il segnale proveniente dall'oscillatore variabile principale che impiega un nuvistor 7587 (V_{12}) e che accorda il campo di frequenze da 6 a 6,75 MHz. Ciò fornisce un campo di accordo a SSB di 650 kHz in ognuna delle posizioni del commutatore di banda. Si generano a questo modo 6 bande accordabili, che coprono le varie bande diletantistiche, con abbondanti sovrapposizioni, fino a 10 metri. Su questa banda un totale di 1,3 MHz viene coperto in due campi (si può utilizzare 28,0-29,3 MHz oppure 28,4-29,7 MHz mediante un'opportuna scelta dei quarzi di conversione Y_9 e Y_{10}).

Si ottiene una soddisfacente soppressione d'immagine impiegando circuiti a comando unico a doppio accordo tra l'ultimo mescolatore e lo stadio pilota. Come pilota viene usato un tubo 6CL6 (V_{13}) con il livello di pilotaggio controllato mediante il

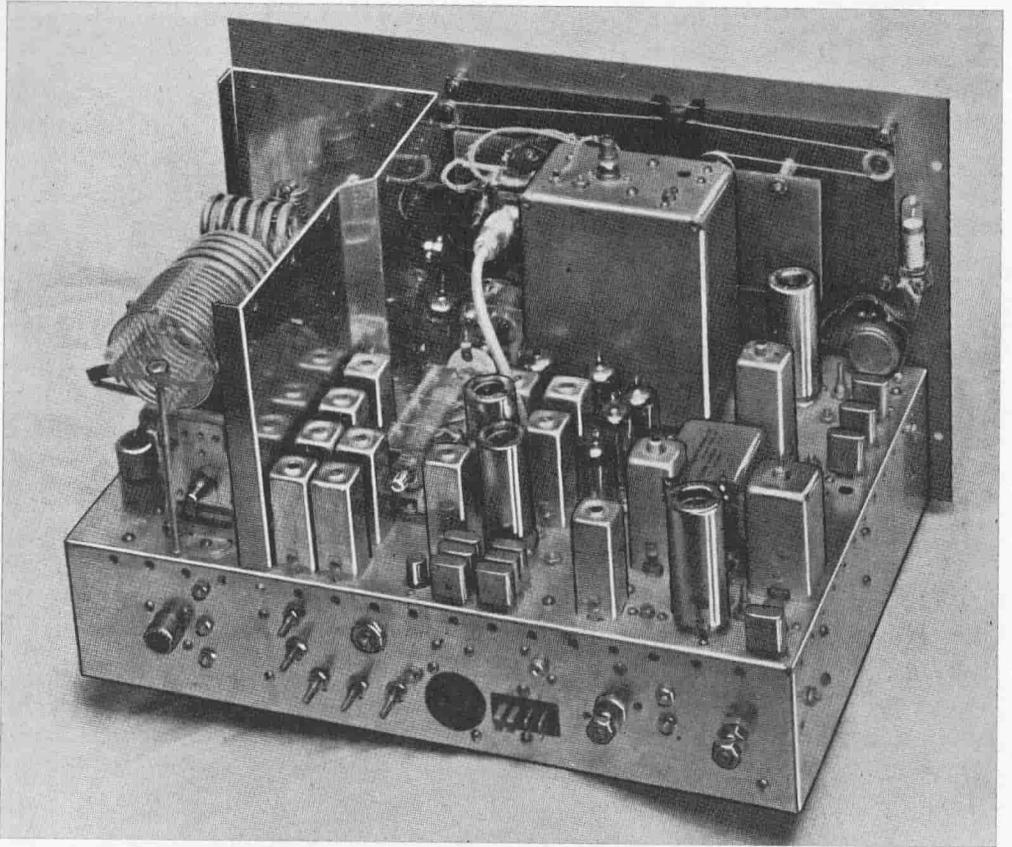


Figura 20

LO CHASSIS DEL TRASMETTITORE HBT-200 VISTO DA DIETRO

La disposizione simmetrica dei componenti evita un aspetto confuso dello chassis del trasmettitore. L'oscillatore vfo con nivistor è nella scatola di alluminio è al centro dello chassis, con la sua uscita accoppiata mediante un cavo coassiale al terzo stadio mescolatore. Uno schermo di alluminio separa il circuito volano anodico dell'amplificatore 6146B dagli stadi a basso livello. Sulla parete posteriore dello chassis vi sono (da sinistra a destra): presa di antenna (J_2), alberino posteriore del commutatore di banda S_3 , circondato dalle bobine RF dell'oscillatore ($L_3, A-E$). In senso antiorario le bobine sono: 80, 40, 20, 15, 10 metri. A destra del gruppo bobine vi sono le prese di alimentazione e la presa dell'altoparlante. All'estrema destra vi sono il controllo di bilanciamento del secondo mescolatore (R_4) e il controllo di bilanciamento del primo mescolatore (R_5).

Sopra lo chassis, in primo piano vi sono il quarzo a 15 MHz (Y_4) con il tubo nivistor 6CW4 dietro di esso; il primo mescolatore 7360 (V_7) a sinistra, insieme con il trasformatore T_4 . Dietro lo stadio mescolatore vi sono il tubo FI 6BA6 e il filtro a quarzo. A destra, dietro (vicino al pannello) vi sono i tre quarzi a frequenze di portante, il modulatore bilanciato 7360, l'oscillatore di portante 6CW4, e il nucleo di regolazione della bobina L_1 .

Immediatamente dinanzi alla scatola del vfo vi sono il tubo audio 7199, il tubo relé 12AT7, e l'amplificatore a cc 12AT7. Di fronte a questi tubi vi sono il terzo mescolatore 7360 (V_{11}) e i trasformatori T_6, A, B, C . Verso il vicino bordo dello chassis vi sono il secondo mescolatore 7360 (V_8) l'oscillatore mescolatore 6CW4 (V_{10}) e i quarzi a RF (Y_5-Y_{10}). A destra vi sono i due tubi stabilizzatori di tensione.

Vicino allo schermo a sinistra vi sono 4 trasformatori a RF (T_7, A, B, C, D) e immediatamente dietro di essi i trasformatori T_8, D e E . Le bobine anodiche del separatore $L_5, A-E$ sono montate sullo chassis vicino allo zoccolo 6CL6. Schermi magnetici sono posti sui tubi 7360 (Millen 80801-D3).

potenziometro di schermo R_6 . Il tubo 6CL6 non è neutralizzato, dato che la disposizione del circuito non lo richiede; tuttavia lo stadio deve essere controllato per osservarne la stabilità al variare dei collegamenti e della disposizione, poichè in qualche caso può essere necessario aggiungere la neutralizzazione. In questo caso si può utilizzare per lo stadio pilota la tecnica di neutralizzazione dell'amplificatore finale.

L'amplificatore finale lineare impiega una coppia di tetrodi 6146B collegati in parallelo e funziona in classe AB_1 . Il circuito anodico è un convenzionale circuito a pi-greco impiegante un voltmetro a RF per misurare la potenza a RF relativa di uscita.

Per ottenere un corretto carico nel sistema di antenna a 50-70 Ω è aggiunta una capacità ausiliaria alla sezione di uscita del circuito a pi-greco sulla banda degli 80 m.

Le correnti di griglia, di griglia schermo e di catodo dell'amplificatore finale possono essere controllate mediante il voltmetro M_1 e un commutatore *accordo - funzionamento* (S_6) riduce la tensione di schermo per proteggere i tubi amplificatori finali durante le regolazioni di accordo e del carico.

Una frazione della tensione anodica a RF viene scelta da un ponte di capacità (C_{19} più un condensatore ceramico da 5 pF in serie) ed è rettificata e filtrata per ottenere la tensione alc , che è applicata tramite IRF_1 alla griglia dell'amplificatore a FI 6BA6.

La sezione VOX e la sezione controllo La tensione di controllo vocale (VOX) è ricavata dall'amplificatore audio e ulteriormente amplificata in un separato amplificatore VOX (V_4A). I segnali VOX e anti-VOX (dal ricevitore) sono rettificati, filtrati e applicati ad un amplificatore di tensione continua (V_5A) per essere applicati al circuito del relé VOX (V_4B).

Il relé VOX è a 4 vie - 2 posizioni, due circuiti del quale sono utilizzati per eccitare la lampadina pilota *trasmissione* (PL_1) e per azionare i circuiti ausiliari (relé d'antenna, ecc.). Un terzo circuito del relé fornisce la polarizzazione di bloccaggio in « attesa » per il secondo stadio mescolatore (V_9) e il quarto circuito aziona il tasto telegrafico (V_5B) e toglie la polarizzazione di bloccaggio dello stadio amplificatore finale.

La sequenza del funzionamento in telegrafia è come segue: la chiusura del tasto del trasmettitore pone a massa la griglia del tubo manipolatore (V_5B), che aziona il tubo relé di controllo quando il commutatore S_2 di *emissione* è nella posizione « telegrafia ». Il relé viene mantenuto chiuso per effetto di un circuito RC regolabile (*tenuta VOX*) nel ramo di polarizzazione (R_{11}), per le normali velocità di manipolazione telegrafica. La massima costante di tempo è di circa 1,5 secondi.

Ritardi più lunghi possono essere ottenuti aumentando il valore del condensatore da 0,22 μF nel circuito di griglia del tubo relé. Per il funzionamento del pulsante « premere per trasmettere » il circuito VOX viene

disattivato ed il tubo relé viene attivato dal commutatore del microfono.

Le tensioni stabilizzate sono ricavate dall'alimentatore esterno mediante due tubi stabilizzatori di tensione posti nell'eccitatore, che funzionano sulla linea di alimentazione a + 300 V. La tensione stabilizzata per il filamento del vfo è ottenuta dal circuito duplicatore a 6 V e da un diodo zener.

Costruzione del trasmettitore

Un trasmettitore a SSB di questa qualità è un'apparecchiatura complessa e la sua costruzione deve essere intrapresa solo da una persona che abbia familiarità con la tecnica SSB e che abbia costruito e allineato apparecchiature aventi un analogo grado di complessità.

La sequenza di costruzione segue quella descritta per il ricevitore HBR. Anzitutto, lo chassis, il pannello, il quadrante e i componenti più grandi vengono disposti su un piano per essere sicuri che il trasmettitore possa essere montato senza che i vari componenti si interferiscano meccanicamente tra loro. Infine, il trasmettitore verrà montato e verranno effettuati i collegamenti, pochi stadi per volta, che verranno provati man mano che la costruzione avanza.

Il trasmettitore è costruito su uno chassis di alluminio avente le dimensioni di $25 \times 36 \times 7,5$ cm e racchiuso in una custodia di ferro avente le dimensioni di $28 \times 38 \times 23$ cm.

L'esame delle varie fotografie mostrerà i dettagli costruttivi generali e la disposizione dei componenti più grandi. Una sistemazione preliminare verrà effettuata impiegando un pannello di cartone. I comandi sono portati fuori, come si vede nella Fig. 17, impiegando il gruppo del quadrante e ponendo la vite del quadrante posta in alto a sinistra a 29 mm dal bordo sinistro del pannello e a 19 mm dal bordo superiore.

Dalla posizione del quadrante dipende la posizione dell'alberino del condensatore principale di accordo (C_7) che, a sua volta, determina la posizione dei componenti dentro la custodia del vfo (Fig. 21). La posizione degli altri componenti importanti dipende dalla posizione del gruppo commutatore principale di banda (S_3) che è posta 2,5 cm al di sotto del livello del piano dello chassis e 15,5 cm distante dal bordo destro dello chassis, visto dal davanti.

L'area sotto lo chassis è suddivisa in cubi schermati delimitati da sottili lastre di alluminio, tenute in posizione con viti da 3,5 mm e con angolari di alluminio tagliati a squadrato (Fig. 22). Gli schermi isolano i vari circuiti e sono disposti in modo che gli stadi che funzionano su una frequenza sono protetti dagli altri stadi che funzionano su frequenza differente. Così, gli stadi 6146B e 6CL6 sono contenuti dentro un comparto, che inoltre è suddiviso per isolare il condensatore di carico di uscita del circuito a pi-greco (C_{17}) dagli adiacenti componenti del circuito di griglia. Un altro schermo attraversa il commutatore di banda,

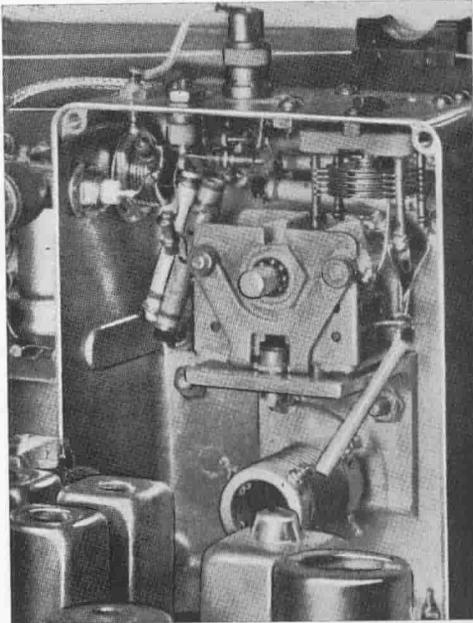


Figura 21

VISTA D'INSIEME DEL GRUPPO VFO

Il vfo è costruito in maniera solida in una robusta scatola di alluminio. L'alberino del condensatore del vfo (C_7) è al centro della scatola a circa 38 mm al di sotto del bordo superiore. La bobina vfo è avvolta su un supporto scanalato che è montato su uno squadretto angolare rettilineo che sostiene il condensatore di accordo. Il nuvistor 7587 è montato sulla sommità della scatola, con il condensatore di compensazione di temperatura (C_{10}) a destra. L'uscita del vfo è prelevabile con una presa coassiale a sinistra.

isolando lo stadio oscillatore a quarzo (V_{10}) dagli stadi mescolatori adiacenti, che sono posti più vicini al fronte del commutatore di banda.

Comparti singoli isolano gli stadi a bassa frequenza e audio e impediscono dispersioni dall'oscillatore di portante, assicurando un corretto isolamento attraverso il filtro a quarzo e restringendo i segnali a bassa

frequenza ad una zona limitata dello chassis.

Dopo che sia stata approvata la disposizione sul piano, si può forare il pannello che verrà usato come maschera per eseguire i fori sulla parete frontale dello chassis. I dadi dei comandi serviranno per distanziare il pannello dallo chassis.

Montaggio del VFO Nella Fig. 19 A è riportato lo schema elettrico del vfo e una vista interna dell'insieme è riportata nella figura 21.

Il vfo è costruito in una custodia di alluminio avente le dimensioni di $11,5 \times 9 \times 5$ cm (*Eddystone 650*) che è fissata ad un pannello da $6,4 \times 19 \times 3$ mm di fibra di vetro con distanziatori da 1,2 cm. Il pannello a sua volta è montato dietro il quadrante a verniero (*Eddystone 898*) mediante distanziatori analoghi. Il condensatore di accordo del vfo è fissato alla scatola di alluminio che è sistemata sullo chassis in posizione tale che il condensatore possa essere comandato dal meccanismo del quadrante senza piegature considerevoli o senza esercitare tensioni meccaniche sull'alberino. Il condensatore è accoppiato al quadrante mediante un accoppiamento metallico. Il gruppo vfo può essere cablato e provato come unità, prima di porlo sullo chassis del trasmettitore. Si userà con il vfo una tensione di alimentazione di filamento di 7,5 V stabilizzata, per fornire i 6,3 V allo zoccolo del tubo attraverso la resistenza ohmica delle impedenze di filamento (IRF_1 , IRF_2).

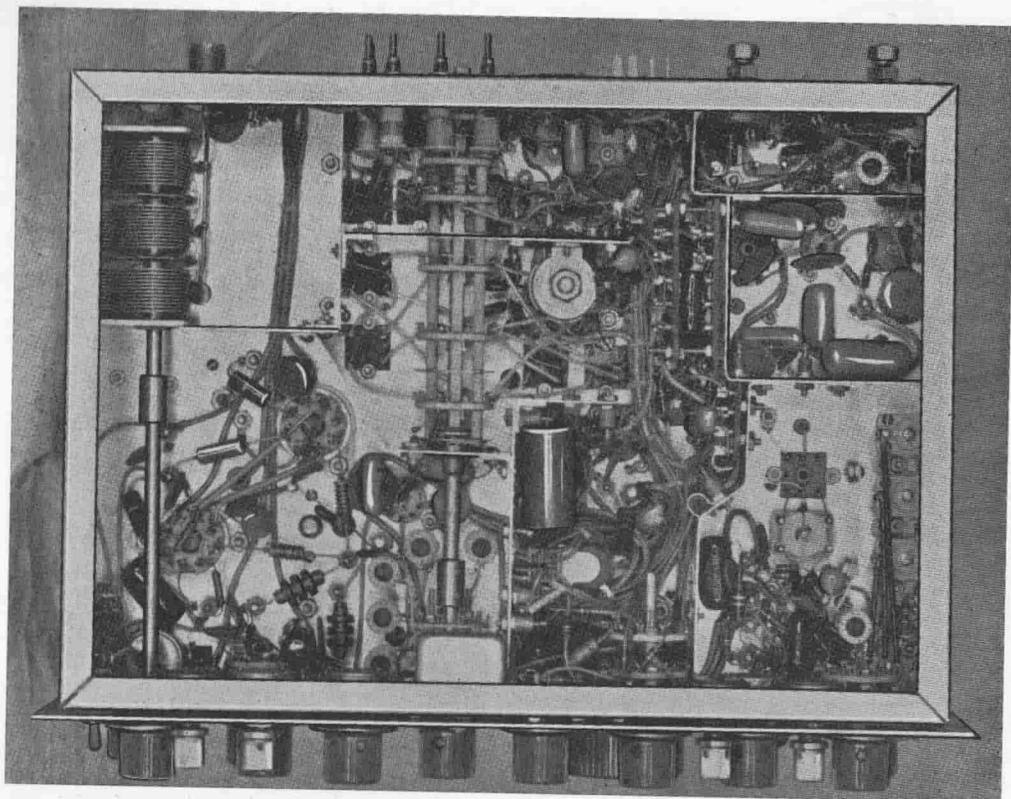


Figura 22

IL TELAIO DELL'ECCITATORE TRASMETTITORE HBT-200
VISTO DAL BASSO

Il trasmettitore è collegato e provato in stadi successivi per semplicità e sicurezza di funzionamento. Sono impiegati schermi fra gli stadi che funzionano a differenti frequenze. Gli schermi sono tagliati in modo che attraverso di essi possano passare i collegamenti di alimentazione, pur permettendo agli schermi di essere tolti per consentire un facile accesso ai collegamenti, alle bobine e ai componenti. Gli schermi dei commutatori di banda sono anch'essi con fenditure sicché possono essere installati dopo aver collegato il commutatore di banda al secondo mescolatore. Le bobine dell'oscillatore a quarzo L_{3A-E} sono montate sulla parete posteriore dello chassis e sono poste in posizione dopo aver montato e collegato il commutatore di banda.

Il condensatore di carico dell'amplificatore di potenza (C_{17}) è in alto a sinistra, con il suo schermo e sotto di esso vi sono gli zoccoli dei tubi 6146B. Per ogni zoccolo è usato un comune punto di massa. L'alberino del condensatore di neutralizzazione dell'amplificatore di potenza C_{18} sporge attraverso lo chassis fra gli zoccoli. Le bobine anodiche dello stadio 6CL6 (L_{3A-E}) sono raggruppate attorno alla sezione frontale del commutatore principale di banda, con la presa schermata per microfono montata sopra la sezione del commutatore. Il potenziometro di bilanciamento del terzo mescolatore (R_3) è montato sullo schermo posteriore del commutatore di banda.

A destra dello chassis vi è il comparto del modulatore bilanciato e dell'oscillatore di portante. Sono visibili il condensatore di compensazione del quarzo, oltre al condensatore differenziale C_4 . Il relé di controllo RY_1 è montato sullo schermo di separazione centrale, a sinistra.

Figura 23

TABELLA DELLE BOBINE E DEI TRASFORMATORI

L_1 - bobina oscillatore a 9 MHz; circa 2 μ H.
J. W. Miller 42A-226-CB1.

L_2 - bobina oscillatore 15,3 MHz. Circa 1,14 μ H.
J. W. Miller 42A-106-CB1.

L_3 - bobina anodica dell'oscillatore RF 6CW4 (V_{10}).

Banda	Freq. oscill. (MHz)	Bobina J. W. Miller	C_6 (pF)
80	16,45	42A-106-CB1	75
40	19,85	42A-106-CB1	62
20	26,95	42A-476-CB1	—
15	33,95	42A-336-CB1	—
10	41,45	42A-226-CB1	—
10	41,95	42A-226-CB1	—

(L_3 regolata su circa le seguenti induttanze: 80 metri, 1,1 μ H; 40 metri, 0,98 μ H; 20 metri, 5 μ H; 15 metri, 3,1 μ H; 10 metri, 2,1 μ H.

Nota: Le bobine L_3A (80 metri) e L_3B (40 metri) sono alimentati dal B+ attraverso un resistore da 12 k Ω . Le altre sono alimentate direttamente dal B+. Ciò serve ad equalizzare la differenza di uscita fra i modi fondamentali e overtone dei quarzi.

L_4 - bobina oscillatore. 10,3/4 spire filo smaltato 0,7 mm avvolte su un supporto ceramico da 24 mm di lunghezza, 19 mm di diametro. National XR71 con nucleo tolto. Circa 1,5 μ H con Q di 150.

L_5 - bobina anodica dello stadio 6CL6 (V_{13}).

Banda	Freq. (MHz)	Bob. J.W. Miller	μ H
80	3,5-0,4	42A-155-CB1	15,0
40	7,0-7,3	42A-686-CB1	6,0
20	14,0-14,35	42A-226-CB1	2,2
15	21,0-21,45	42A-106-CB1	1,2
10	28,4-29,05	42A-106-CB1	0,7
10	29,05-29,7	42A-106-CB1	0,7

togliere una spira)

L_6 - bobina anodica dello stadio amplificatore 6146B. La bobina anodica è costruita in tre sezioni. La prima sezione è la parte per 10 m: 6 spire di tubo di rame diametro 4,8 mm, diametro interno 22 mm, lunghezza 47 mm. La seconda sezione è la parte per 15

e 20 metri: 5 spire di tubo da 4,8 mm, diametro interno 43 mm, lunghezza 38 mm. A tre spire dall'anodo la presa per 15 metri. La terza sezione è per 40 e 80 metri: 10 spire filo da 2,6 mm, diametro interno 50 mm, 2 spire per centimetro. Quattro spire per la parte a 40 metri (Illumitronix Pi-Dux 1608-D6 tagliato alle dimensioni corrette).

T_1 - trasformatore SSB a 9 MHz, avvolgimento bifilare. J. W. Miller 1739.

T_2 - trasformatore SSB 9 MHz. J.W. Miller 1741.

T_3 - trasformatore 9 MHz (trasformatore 10,7 MHz per FI. Porre in parallelo agli avvolgimenti condensatori a mica argentata da 24 pF). J. W. Miller 1451.

T_4 - trasformatore 6,3 MHz (J. W. Miller 1800-1).

T_5 - trasformatore secondo mescolatore per lo stadio V_9 .

Banda	Frequenza (MHz)	J. W. Miller N°
80	10,15	1800-6
40	13,55	1800-5
20	20,65	1800-4
15	27,65	1800-3
10	35,15	1800-2
10	35,65	1800-2

T_6 - terzo trasformatore mescolatore nello stadio V_{11} .

Banda	Frequenza (MHz)	J. W. Miller N°
80	3,5-4,0	1800-11
40	7,0-7,3	1800-10
20	14,0-14,35	1800-9
15	21,0-21,45	1800-8
10	28,4-29,05	1800-7
10	29,05-29,7	1800-7

Quarzi - Y_1, Y_3 - forniti con il filtro.

Y_2 - 9,000 MHz. McCoy Tipo M-1.

Y_4 - 15,30 MHz.

Y_5 - 16,415 MHz.

Y_6 - 19,681 MHz.

Y_7 - 26,950 MHz.

Y_8 - 33,95 MHz.

Y_9 - 41,45 MHz.

Y_{10} - 41,95 oppure 49,2 MHz.

Esecuzione dei collegamenti del trasmettitore Un'apparecchiatura di questa complessità dovrà essere cablata e provata in stadi successivi così da semplificare il montaggio. Si suggerisce

di effettuare per prima tutti i collegamenti di filamento e quelli dell'oscillatore di portante e del modulatore bilanciato, provarli e porre gli schermi attorno a questo montaggio. Lo schermo, come anche gli altri, do-

vrà presentare fenditure così da poterlo installare e sostituire senza spostare i collegamenti di alimentazione. Successivamente, si collegheranno e si proveranno l'amplificatore a FI, il primo mescolatore e l'oscillatore ad alta frequenza a 15 MHz, e si porranno gli schermi attorno a questi stadi.

I circuiti di distribuzione B+, il controllo, il gruppo VOX e gli stadi audio verranno cablati successivamente, provati e si porranno in essi gli schermi audio. Successivamente si monteranno lo stadio mescolatore e pilota e si installerà il vfo. L'ultimo passo consiste nell'effettuare i collegamenti dell'amplificatore finale.

La posizione dei componenti sotto lo chassis è critica, particolarmente in vicinanza del commutatore di banda e si consiglia l'uso di componenti miniatura e di piastrine con capofili montate sugli schermi fra gli stadi.

Il condensatore di accordo del separatore (C_{15}) e il condensatore di accordo del mescolatore (C_{14}) sono montati su una lastra isolante, come il rotore del condensatore C_{15} che è a potenziale B+ e che perciò va accoppiato al condensatore a comando unico e al quadrante con accoppiatori isolati.

La sezione del condensatore $C_{15}C$ ha metà delle lamine rotliche tolte per ottenere il corretto allineamento, come è detto nell'elenco dei componenti. I collegamenti di alimentazione verranno effettuati con filo da 1,2 mm schermato (per i collegamenti di filamento) e filo da 0,7 mm schermato per le altre connessioni.

Commutatore di banda del trasmettitore

Il commutatore principale di banda è costituito da 7 piastrine da commutatore ceramico, come si può vedere nelle fotografie del telaio visto da sotto.

La piastrina più vicina al pannello è il commutatore del circuito anodico dello stadio pilota S_3I ed è montata nel gruppo dell'indice del pannello. Le altre sezioni sono poste verso la parete posteriore dello chassis e sono comandate dalla sezione anteriore mediante un accoppiatore metallico ad alberino. La sezione più vicina al gruppo dell'indice è S_3H (circuito secondario trasformatore T_6) e immediatamente dietro di essa vi è montata una completa piastra schermo. Dietro la piastra vi sono le sezioni S_3F e S_3G (una piastrina per ogni sezione).

Una schermo è inserito attraverso il commutatore e dietro queste sezioni e posteriormente allo schermo vi sono le sezioni S_3C , D e E (costituita da due piastrine). Un altro schermo completo separa queste sezioni dal settore posteriore del commutatore (S_3A e B).

I collegamenti debbono essere fissati ai tre settori del commutatore posteriore prima che il commutatore venga sistemato in posizione e le bobine dell'oscillatore (L_3A , B , C e D) verranno montate sulla parete posteriore dopo aver posto il commutatore sullo chassis.

I collegamenti fra il commutatore e i condensatori, le bobine e i terminali verranno effettuati mediante filo di rame nudo stagnato, tagliato

a lunghezza opportuna e protetto mediante un tubetto isolante.

Allineamento del trasmettitore Il trasmettitore HBT-200 può essere allineato mediante un frequenzimetro BC-221 (LM), un voltmetro elettronico con sonda a radiofrequenza, un carico fittizio e un ricevitore di tipo professionale per tutte le bande. Un oscillatore audio, l'ondametro ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) e l'oscilloscopio sono apparecchiature di prova utili ma non indispensabili.

Dopo aver controllato i collegamenti e il montaggio del trasmettitore, si applicano al trasmettitore la tensione di filamento e tutte le tensioni continue, fatta eccezione della tensione di schermo del tubo 6146B e della tensione anodica. Si regola il controllo di livello di pilotaggio R_6 per una tensione di schermo zero sul tubo 6CL6, e il controllo R_7 di polarizzazione *alc* va regolato per la massima tensione di polarizzazione negativa *alc*. Si pone il commutatore di funzione S_2 nella posizione *accordo*. In questa posizione, si eccita il relé VOX RY_1 e si applica la tensione di polarizzazione normale di lavoro al secondo mescolatore e agli stadi amplificatori.

Regolazione dell'oscillatore di portante-modulatore Il primo passo consiste nel regolare la frequenza dell'oscillatore di portante con la sonda a RF del voltmetro elettronico collegata al

piedino 3 del modulatore bilanciato V_3 . La bobina anodica (L_1) dell'oscillatore di portante è accordata sul lato ad alta frequenza dell'oscillazione, impiegando il quarzo di banda laterale a 8998,5 kHz. Con il frequenzimetro BC-221 accoppiato al modulatore, si regolano i condensatori di compensazione del quarzo (C_1 , C_2 e C_3) per fornire le corrette frequenze di iniezione di 8998,5, 9000,0 e 9001,5 kHz.

Se è necessario, la bobina dell'oscillatore verrà tarata per un funzionamento sicuro con ciascun quarzo di portante per fornire una tensione a RF di 5-8 V picco-picco. (Alcune scale di voltmetri elettronici sono tarate in valore efficace e possono essere convertite ai valori di picco moltiplicando la lettura per 1,41).

Si sposta la sonda a RF al secondario del trasformatore T_1 (piedino C) e si sceglie il quarzo di portante per telegrafia (9000 kHz).

Si ruota completamente in senso orario il controllo R_2 di bilanciamento della portante e si regolano i nuclei del trasformatore T_1 per la massima indicazione del voltmetro. Si controlla l'azione di azzeramento del comando R_2 in questa fase. Si regolano R_2 e C_4 per ottenere il miglior annullamento della portante. Ora si collega il microfono, controllando lo sbilanciamento della portante e il segnale a RF al secondario del trasformatore T_1 per ottenere una corretta modulazione vocale in AM controllata in un vicino ricevitore.

Lasciando sbilanciata la portante, si sposta la sonda RF al circuito anodico dell'amplificatore a FI 6BA6

e si regolano i nuclei del trasformatore T_2 per la massima indicazione del voltmetro.

Si collega la sonda al piedino 9 del primo tubo mescolatore (V_7) e si regola il trasformatore T_3 per la massima indicazione. Adesso, quando viene annullata la portante mediante il controllo di bilanciamento della portante, si osserverà un chiaro segnale SSB a 9 MHz quando si usa la modulazione vocale (la regolazione dei trasformatori T_1 e T_2 per l'ottima banda passante del filtro verrà descritta in seguito).

Allineamento del mescolatore e del circuito a FI La sonda a RF viene posta sul piedino 3 del primo mescolatore

(V_7). Impiegando il ricevitore come controllo, si regola la bobina anodica L_2 dell'oscillatore a quarzo a 15,3 MHz (V_8) sul lato a frequenza alta della curva di risonanza per ottenere un'indicazione di picco di circa 8-10 V sul voltmetro elettronico. Si sposta poi la sonda al piedino 9 del secondo mescolatore bilanciato (V_9) e si regolano i nuclei del trasformatore di accoppiamento fra gli stadi T_4 per ottenere il massimo segnale con il condensatore C_5 posto a metà capacità. Usando l'iniezione della portante e il bilanciamento della portante con il comando R_2 si otterrà un segnale a 6,3 MHz a SSB.

Il passo successivo consiste nel regolare lo stadio oscillatore di conversione ad alta frequenza 6CW4 (V_{10}). Si regola il nucleo della bobina ano-

dica per ciascuna posizione del commutatore di banda ($L_3A \div L_3E$) sul lato a frequenza alta della curva di risonanza per una tensione di picco di 5-10 V al piedino 3 del tubo mescolatore V_9 .

Ora si sposta la sonda al piedino 9 del terzo mescolatore (V_{11}) e si regolano i nuclei del primario e del secondario del trasformatore $T_5A \div T_5E$ per il massimo segnale indicato su ciascuna banda, usando la iniezione della portante.

Può non essere possibile porre perfettamente in risonanza gli avvolgimenti secondari dei trasformatori per 10, 15 o 20 metri, a causa dell'aggiuntiva capacità della sonda, ma l'allineamento potrà essere compiuto dopo. Tutte le precedenti regolazioni dovranno essere ripetute per ottenere il massimo segnale.

Ora si accoppia lascamente il frequenzimetro BC-221 al vfo e si pone il condensatore principale di accordo (C_7) vicino alla capacità zero. Si regola il condensatore di compensazione C_{11} per porre il vfo su 6,65 MHz. Il campo di accordo dovrà ora variare da 6,65 MHz a 6,0 MHz, con un certo accavallamento.

Dopo aver ottenuta la stabilità della temperatura, si regola il condensatore differenziale di compensazione C_{10} per ottenere la minima deriva a lungo termine. Il condensatore C_{11} può essere riaggiustato per compensare la regolazione di C_{10} , per quanto concerne la frequenza.

Ora si pone la sonda al piedino 3 del terzo mescolatore (V_{11}) e si osserva il livello di uscita dello stadio vfo. Esso dovrà essere di circa 5-8 V

di picco quando l'oscillatore a frequenza variabile viene accordato in tutto il suo campo. Successivamente si sposta la sonda alla griglia di entrata (piedino 2) dello stadio pilota 6CL6 (V_{13}) e si regolano i nuclei dei trasformatori interstadiali $T_6A \div T_6E$ per il massimo segnale indicato su ciascuna banda, con il condensatore di accordo a comando unico $C_{14}-C_{15}$ regolato approssimativamente come segue: 80 metri (3,75 MHz), 3/4 chiuso; 40 metri, 1/2 chiuso; 20 metri, 1/4 chiuso; 10 e 15 metri, 1/8 chiuso. La regolazione iniziale del condensatore e dei nuclei si autocompensano alquanto. Sugli 80 metri, il campo del condensatore va dal 90 % chiuso a circa il 60 % chiuso e sui 40 metri il campo del condensatore va dal 50 % chiuso al 60 % chiuso. Sulle bande più alte il condensatore farà solo piccoli movimenti, ma rimane accordato piuttosto acutamente.

Il commutatore dello strumento S_5 viene adesso predisposto per misurare la corrente di griglia dell'amplificatore finale e si regolano i nuclei delle bobine $L_5A \div L_5E$ per il massimo pilotaggio di griglia indicato su ciascuna banda.

Il livello di pilotaggio è controllato dal potenziometro di schermo 6CL6 (R_6). Si usi il potenziometro di polarizzazione insieme con il controllo del livello di pilotaggio per regolare la sensibilità dello strumento. Il pilotaggio è abbondante e può facilmente portare a fondo scala lo strumento, anche con regolazione vicino a zero del controllo di pilotaggio.

Regolazione del bilanciamento del mescolatore Ora si accorda il ricevitore professionale su 15,3 MHz e lo si accoppia lascamente al secondario del trasformatore di accoppiamento T_4 con un collegamento schermato. Si regola anzitutto il comando di bilanciamento del mescolatore (R_3 e C_5) per la minima lettura dell'S meter. Seguendo la stessa tecnica, si regola il ricevitore su 26,95 MHz e lo si accoppia lascamente al piedino 9 del secondo stadio mescolatore (V_9).

Si regola il secondo controllo di *bilanciamento* del mescolatore (R_4) per il minimo segnale indicato, con il commutatore di banda posto nella posizione 20 m. Alla stessa maniera si accoppia lascamente il ricevitore al piedino 2 dell'amplificatore 6CL6, si regola l'eccitatore su 40 m e si regola il controllo di *bilanciamento* del terzo mescolatore R_5 per la minima portante controllata alla frequenza del vfo (da 6,0 a 6,65 MHz).

Allineamento del circuito del filtro a quarzo Il secondario del trasformatore T_1 e il primario del trasformatore T_2 devono ora essere regolati

per fornire il corretto adattamento d'impedenza al filtro a quarzo, compatibilmente con le buone caratteristiche di banda passante. Se questo circuito è regolato non correttamente, la banda passante risulterà asimmetrica, ossia irregolare, con una innaturale enfasi ad alcune frequenze audio.

Una semplice tecnica di taratura

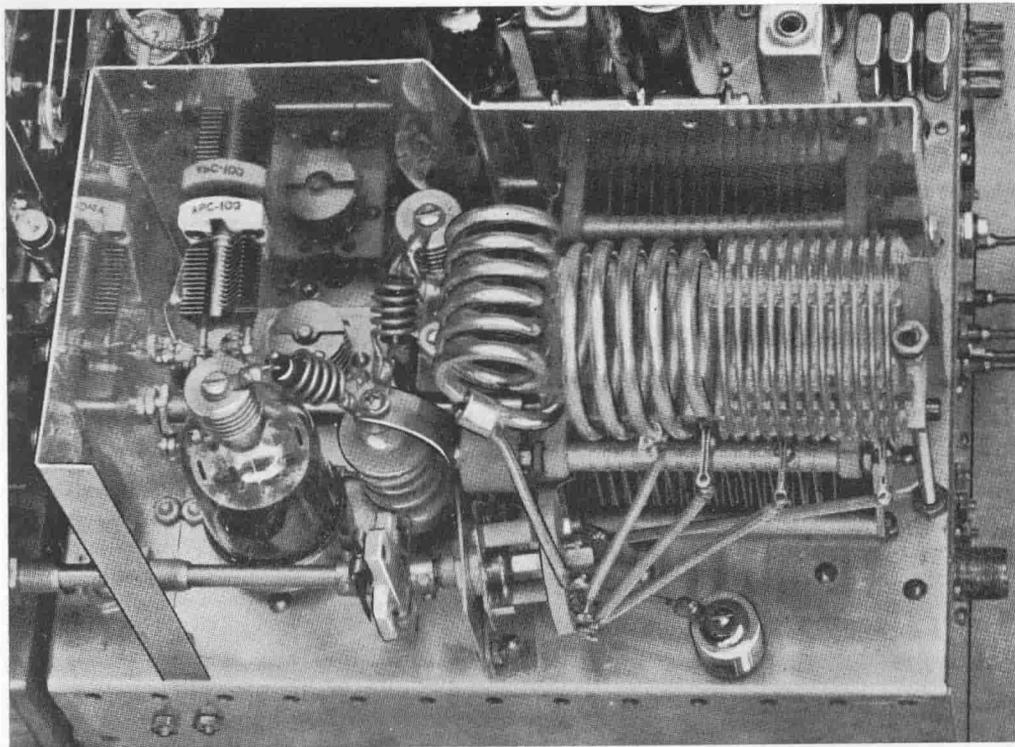


Figura 24

VISTA D'INSIEME DEL COMPARTO DELL'AMPLIFICATORE FINALE

Il circuito anodico dello stadio amplificatore 6146 B è schermato dagli stadi a bassa potenza del trasmettitore. Dietro i due tubi, a sinistra, vi sono il condensatore di neutralizzazione C_{18} montato sullo chassis e il condensatore di guadagno alc (C_{19}). Sotto la bobina anodica vi è il condensatore di carico da 1.000 pF. La bobina anodica è costituita da tre bobine. La sezione per 10 metri è a sinistra, parallelamente al pannello frontale ed è costituita da tubo di rame avente il diametro di 4,8 mm. La sezione dei 15 e 20 metri è posta perpendicolarmente ed è costruita con tubo di rame da 4,8 mm. La sezione per 40 e 80 metri è a destra ed è costruita con filo da 2,6 mm. Il commutatore di banda anodico è pilotato da un accoppiatore flessibile ed è montato leggermente inclinato per evitare che i contatti vengano danneggiati quando si pone l'eccitatore nella custodia.

consiste nel regolare per il migliore suono del segnale ascoltato tanto sulle posizioni di banda laterale superiore come su quella inferiore. Ciò può comportare la necessità di spostare leggermente le frequenze di portante della banda laterale superiore o inferiore. Questa tecnica può

essere sufficiente, a meno che i trasformatori non siano fortemente fuori allineamento (essi sono stati regolati in stabilimento).

Quando si desidera controllare la regolazione, il metodo più formale e complesso consiste nell'usare il frequenzimetro BC-221 e il voltmetro

elettronico. Si toglie un quarzo dall'oscillatore di portante e si inietta l'uscita del BC-221 nel circuito di griglia dell'oscillatore di portante (V_2). Il BC-221 piloterà allora l'eccitatore al posto del quarzo. Si collega la sonda del voltmetro elettronico al circuito anodico 6CL6. Si troverà un picco molto netto oppure una serie di picchi, nella lettura del voltmetro elettronico, man mano che il BC-221 viene accordato attraverso la banda passante del filtro.

Il risultato finale consiste nel regolare il secondario del trasformatore T_1 e il primario del trasformatore T_2 per ottenere tre picchi nel filtro passabanda, aventi tutti la stessa ampiezza approssimativa, e corrispondenti ai picchi mostrati nella curva del filtro passabanda pubblicata fra i dati forniti con il filtro. Questi picchi avvengono su 8999,2 kHz, 9000 kHz e 9000,8 kHz per il filtro specificato.

Gli avvallamenti nella banda passante del filtro non dovranno essere più di un decibel al di sotto dei picchi, corrispondenti a una differenza di 0,89 sul voltmetro elettronico. Per esempio, se i picchi corrispondono a 10 V sullo strumento (mediante regolazione del comando di pilotaggio), gli avvallamenti dovranno essere circa 8,9 V.

Prova di funzionamento e neutralizzazione Dopo aver ottenuto un soddisfacente funzionamento degli stadi audio e a basso livello RF, occorrerà controllare il funzionamento del

commutatore di *funzione* per accertare che si abbia un corretto funzionamento in PTT, VOX, taratura, accordo e telegrafia.

Si ricordi che nella normale « attesa », il secondo mescolatore V_9 è polarizzato all'interdizione. Nella posizione taratura il secondo mescolatore è in funzione ma lo stadio 6146B è polarizzato a -150 V. Le posizioni PTT, VOX, accordo e telegrafia sono identiche per quanto concerne il funzionamento del trasmettitore, eccetto che lo alc è a massa nella posizione telegrafia.

Successivamente si regolano gli stadi eccitatori per il funzionamento su 10 metri e si regola il pilotaggio di griglia dell'amplificatore finale per fornire un'indicazione dello strumento a metà scala (con tensioni di schermo e anodica tolte). Si pone in risonanza il condensatore di accordo anodico dell'amplificatore per un avvallamento nella corrente di griglia, con il condensatore di carico regolato a metà capacità. Si collega la sonda a RF al cappuccetto anodico di uno dei tubi 6146B e si regola il condensatore di neutralizzazione C_{18} per la minima indicazione del voltmetro.

Regolazione dello stadio amplificatore

Si applicano all'amplificatore le tensioni anodica e di schermo e si pone il commutatore *accordo-funzionamento* (S_6) nella posizione accordo (tensione di schermo bassa). Si stabilisce la risonanza e si toglie



Figura 25

IL TRASMETTITORE HBT-200 E IL RICEVITORE HBR COSTITUISCONO
UN INSIEME ADATTATO NELLA STAZIONE K60PZ.

il pilotaggio dallo stadio. Si pone il commutatore S_6 nella posizione *funzionamento* e il potenziometro di polarizzazione R_8 per una corrente anodica statica di 40 mA.

Si inserisce ora la portante e si aumenta il livello di pilotaggio per ottenere un'indicazione di aumentata corrente anodica nell'amplificatore. Si stabilisce la risonanza, con il tra-

smettitore funzionante su un carico fittizio e si accorda il trasmettitore, caricandolo nella maniera usuale, per una corrente catodica indicata di circa 270-290 mA, nel punto in cui la corrente di griglia comincia appena ad avvertirsi (meno di 0,05 mA). Un misuratore di potenza di uscita a RF sarà utile durante la regolazione iniziale.

Regolazione alc L'ultimo passo consiste nel regolare il livello alc. Con il trasmettitore correttamente caricato al massimo livello di segnale (impiegando i due toni oppure la modulazione vocale ed un oscilloscopio come controllo), si regola il potenziometro R_7 di polarizzazione alc in modo che il funzionamento dell'alc venga denotato da una piccola riduzione della potenza di uscita del trasmettitore.

Il condensatore alc (C_{19}) va aumentato rispetto alla capacità minima per un ragionevole guadagno alc. La polarizzazione alc si aggira intorno a 4 V, ma le regolazioni dipendono molto dalla preferenza personale piuttosto che da risultati tecnici.

Esiste un campo sufficiente di alc per ottenere un buon grado di compressione della parola. Per esempio, la polarizzazione alc può essere regolata per attivare il circuito a un livello di potenza di uscita di $3/4$, con il condensatore di guadagno alc regolato in modo da provocare la quasi completa interdizione dell'azione dell'alc del tubo 6BA6 quando si raggiunge il massimo livello di pilotaggio.

Un'eccessiva azione alc provocherà una grave distorsione audio, sicché occorrerà eseguire il controllo dell'alc in trasmissione, ascoltando e controllando la tensione alc con un voltmetro elettronico.

Esigenze di alimentazione

L'alimentatore esterno può essere un apparato IVS, che descriveremo nel capitolo relativo agli alimentatori.

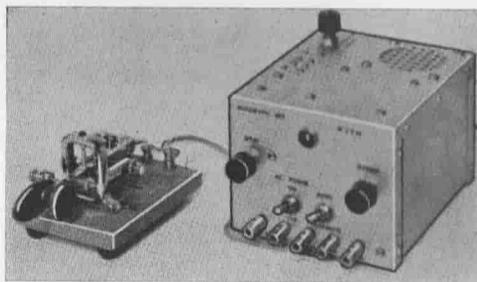


Figura 26

Il manipolatore telegrafico transistorizzato e compatto può funzionare come un tasto completamente automatico oppure come semiautomatico. Lo strumento è mostrato con un vibrotasto Vibroplex collegato ad esso. Si può collegare ai morsetti a sinistra un normale tasto manuale. I potenziometri sono « velocità » e « peso ».

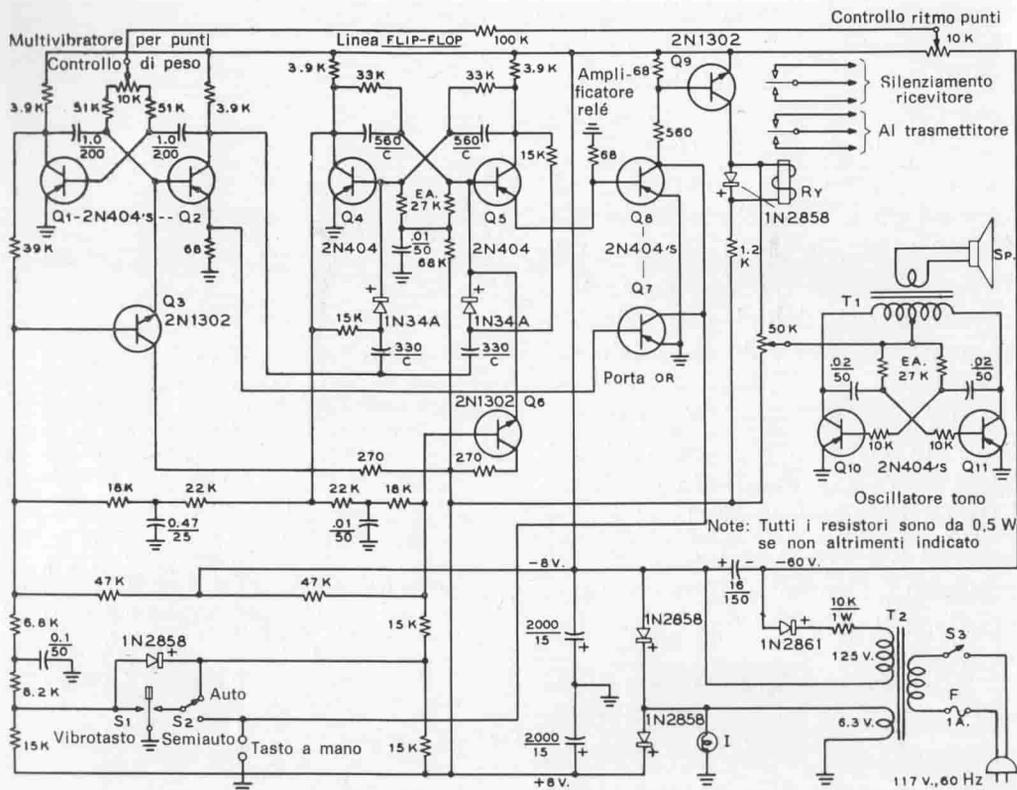
Sotto questi comandi vi sono (a sinistra) l'interruttore di alimentazione e a destra il commutatore auto-semiauto. I morsetti sul basso sono (da sinistra a destra): tasto manuale, massa tasto manuale, linea, massa, punto. La lampada spia è al centro, in alto, del pannello e il comando di volume dell'oscillatore di tono è posteriormente, vicino all'altoparlante. Il manipolatore completo è contenuto in una piccola custodia di alluminio.

Le esigenze sono: — 150 V, 20 mA, 300 V — 150 mA, 300 V stabilizzati — 30 mA e 800 V con una corrente di picco di 250 mA.

Se la stabilizzazione dell'alimentazione a 300 V è buona, le esigenze di tensione stabilizzata e non stabilizzata possono essere soddisfatte da un unico alimentatore di circa 200 mA di corrente di picco.

2-4. Tasto elettronico a transistori

Questo compatto tasto elettronico a transistori può essere fatto funzionare sia come tasto semiautoma-



Note: Tutti i resistori sono da 0,5 W se non altrimenti indicato

Figura 27

SCHEMA ELETTRICO DEL MANIPOLATORE TRANSISTORIZZATO

- R*_Y - Relé a corrente continua con bobina da 2.500 Ω e corrente di funzionamento di 4 mA. Potter-Brumfield ML-11D o equivalente.
- T*₁ - Trasformatore uscita controfase (14 kΩ a bobina mobile). Stancor A-3496.
- T*₂ - Trasformatore alimentazione 115 V - 15 mA, 6,3 V - 0,6 A. Stancor PS-8415 oppure PA 8421.

tico (punti automatici) oppure come tasto completamente automatico (punti e linee automatici).

La funzione di manipolazione è svolta da un relé ad alta velocità che permette al manipolatore di essere elettricamente isolato dal circuito manipolato. Viene usato un relé a due vie - due posizioni, sicché un

gruppo di contatti del relé può servire per silenziare il ricevitore della stazione durante il tempo in cui il tasto è abbassato.

Una caratteristica particolare del manipolatore è l'oscillatore di tono contenuto nell'apparato, il quale consente all'operatore di ascoltare sempre la sua manipolazione.

Dettagli del circuito del tasto elettronico Nella Fig. 27 è riportato lo schema del tasto elettronico a transistori. Il circuito consiste di un multivibratore libero (punti) (Q_1, Q_2), un multivibratore flip-flop (linee) (Q_4-Q_5) una porta OR (Q_7-Q_8) e un circuito di relé controllato a transistoro (Q_9).

Il rettificatore a mezza onda (1N2861) fornisce la tensione continua per controllare la velocità di manipolazione e un duplicatore di tensione ($2 \times 1N2858$) utilizzando l'avvolgimento a 6,3 V del trasformatore di alimentazione, fornisce la tensione continua per il funzionamento dell'apparato.

Il *multivibratore per punti* controlla la formazione dei punti e il ritmo di ripetizione di questo circuito determina la velocità con la quale vengono prodotti i punti, e quindi la velocità di manipolazione. Quando il tasto S_1 è aperto, il multivibratore per punti è inefficiente (il transistoro Q_2 non conduce) mediante l'azione di polarizzazione del transistoro di livellamento Q_3 . Quando la levetta del tasto viene spostata nella posizione « punti » (a sinistra nella figura 27) il transistoro del livellatore è reso inefficiente e il multivibratore dei punti diviene un circuito libero. Il segnale a onda quadra sviluppato all'emettitore del transistoro multivibratore Q_2 viene allora applicato alla base del transistoro Q_7 nel circuito di sblocco OR.

Durante la alternanza positiva di questo segnale, lo sblocco OR permetterà alla corrente di circolare attraverso il transistoro di controllo

del relé Q_9 , e attraverso il relé di manipolazione RY in serie con il collettore di questo transistoro.

Dopo che sia stato iniziato un punto muovendo la levetta del manipolatore alla posizione punti, l'azione continuerà (indipendentemente dalla posizione della levetta), fino a che il punto e la spaziatura che lo segue siano entrambi formati.

Questa caratteristica viene ottenuta mediante il circuito di reazione dalla base del transistoro livellatore Q_3 al collettore del transistoro multivibratore Q_1 che assicura che il transistoro livellatore Q_3 rimane inoperante e che l'azione del multivibratore, una volta cominciata, continui fino ad aver ripetuto tutto un ciclo.

Il rapporto *tempo chiuso/tempo aperto* del multivibratore dei punti è controllato dalla regolazione del potenziometro di polarizzazione di base da 10 k Ω e questo rapporto è denominato *peso*. In molti casi gli operatori preferiscono che il controllo del peso sia in posizione centrale o in posizione neutra, ma in qualche caso può essere preferibile cambiare il rapporto dei tempi chiuso (punto) e aperto (spazio).

Il ritmo dei punti è controllato dalla tensione continua applicata al condensatore da 1 μ F e al resistore da 51 k Ω nel circuito base-collettore del multivibratore.

Quanto più negativa è la tensione sul cursore mobile del potenziometro di peso, tanto più rapidamente il condensatore temporizzatore si caricherà al potenziale di conduzione del transistoro multivibratore (che non conduce in quell'istante).

Il massimo potenziale di carica è regolato a 60 V, che corrisponde ad una massima velocità di manipolazione di circa 40 parole al minuto. Velocità più alte possono essere ottenute riducendo il valore del resistore in serie da 10 k Ω - 1 W dell'alimentatore per aumentare la tensione di controllo della velocità. Però la resistenza non dovrà essere ridotta al di sotto di 1 k Ω poichè altrimenti la tensione del condensatore di filtro risulterà eccessiva.

La minima velocità di manipolazione è di circa cinque parole al minuto ed è determinata dal valore del condensatore del multivibratore. Questi condensatori temporizzatori (nominalmente 1,0 μ F) dovranno essere a carta o in materiale sintetico di buona qualità.

Il flip-flop per linee Quando viene generata una linea, la levetta del vibrotasto viene spostata alla posizione « linea » (a destra nella Fig. 27).

I transistori livellatori (Q_3 e Q_6) che mantengono inoperanti il multivibratore dei punti e gli stadi del flip-flop delle linee durante la posizione di tasto aperto, non conducono a causa dell'applicazione di una polarizzazione maggiore. Come risultato, il multivibratore dei punti e gli stadi del flip-flop delle linee funzionano contemporaneamente, condizione necessaria per la formazione di una linea.

Il segnale dall'emettitore del transistoro multivibratore Q_2 e quello dall'emettitore del transistoro Q_5 del

flip-flop sono applicati ai transistori di sblocco OR (rispettivamente Q_7 e Q_8). Il relé di manipolazione è eccitato durante l'alternanza positiva di questi segnali, sia applicati separatamente o simultaneamente.

Le linee prodotte sono tre volte più lunghe dei punti per effetto dell'azione seguente: supponiamo che non vi sia alcuna caduta di tensione sui transistori del multivibratore e del flip-flop quando essi sono in conduzione. Supponiamo inoltre che il tempo di commutazione sia zero.

Come detto precedentemente, il relé di manipolazione risulterà eccitato tutte le volte che l'alternanza positiva del segnale dall'uno o dall'altro transistoro multivibratore Q_2 o transistoro flip-flop Q_5 (o da entrambi) viene applicata allo sblocco OR. Quando si produce un punto, solo il multivibratore dei punti fornisce il segnale di manipolazione allo sblocco OR. In questa condizione, il transistoro di sblocco OR Q_7 controlla il funzionamento del circuito del relé.

La relazione fra la corrente attraverso i transistori e quella attraverso il relé è mostrata dalla formazione delle forme d'onda del punto nella Fig. 28. Quando la levetta del vibrotasto è in posizione tale da mettere a massa il contatto delle linee, il contatto dei punti è anch'esso a massa attraverso il diodo stabilizzatore 1N2851, ciò che dà luogo al simultaneo funzionamento del multivibratore dei punti e del flip-flop delle linee. Adesso i segnali vengono applicati a entrambi i transistori di sblocco OR e il relé risulterà ecci-

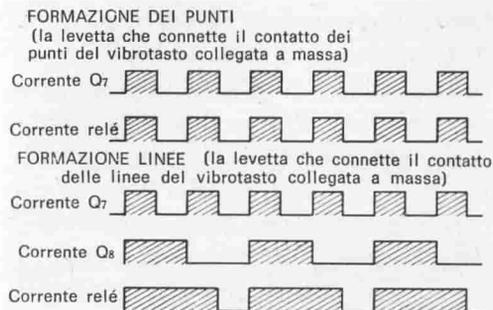


Figura 28

RAPPRESENTAZIONE GRAFICA
DELLA FUNZIONE DI MANIPOLAZIONE,
CON RIPORTATE LE FORME D'ONDA
DEI TRANSISTORI Q_7 E Q_8 E DELLA
CORRENTE DEL RELÉ

tato per un intervallo tre volte maggiore di quello necessario per fare un punto. Le forme d'onda dei punti e delle linee illustrano questa relazione.

L'oscillatore del tono La caduta di tensione sulla bobina del relé di manipolazione e sul resistore da $1,2 \text{ k}\Omega$ è la tensione di alimentazione continua per i transistori Q_{10} e Q_{11} nell'oscillatore del tono. Affinché la corrente circoli attraverso questi circuiti, il transistor amplificatore del relé (Q_9) deve ricevere un segnale di manipolazione dallo sblocco OR. L'oscillatore del tono, pertanto, funziona solo quando vengono prodotti punti e linee.

Il potenziometro da $50 \text{ k}\Omega$ nel circuito di collettore del transistor Q_9 controlla il volume dell'oscillatore.

Il manipolatore può essere fatto funzionare come tasto semiautomatico ponendo il commutatore Q_2 nella posizione *semiauto*. Sebbene i punti vengano prodotti automaticamente, i circuiti di manipolazione automatica sono bypassati quando la levetta del tasto è spostata alla posizione linee, e le linee debbono allora essere prodotte manualmente.

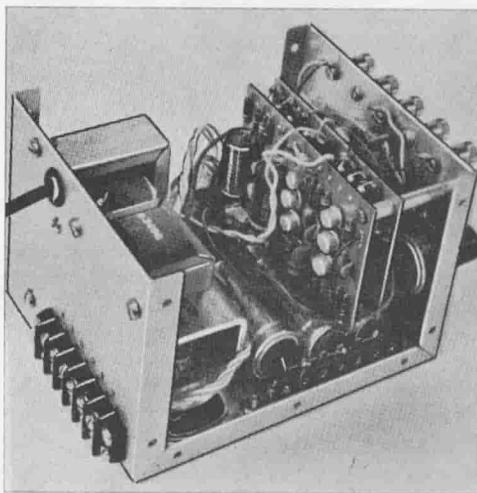


Figura 29

VISTA LATERALE DEL MANIPOLATORE

La vista laterale obliqua del manipolatore mostra la posizione dell'altoparlante, dei trasformatori e dei condensatori filtro. Una basetta con 6 terminali collega i contatti del relé RY a 2 vie - 2 posizioni. Le basette di bachelite con terminali sono sostenute dal pannello anteriore mediante lunghe viti e distanziatori. I condensatori elettrolitici sono montati ai punti di saldatura fissati alla superficie della custodia. Verso l'estremità lontana della piastrina di bachelite sono montati i condensatori da $1,0 \mu\text{F}$ del multivibratore per punti. I transistori Q_1 , Q_2 , Q_3 sono posti fra i condensatori. I transistori Q_7 , Q_8 e Q_9 sono vicini al centro della piastrina e i transistori Q_4 , Q_5 e Q_6 sono in primo piano.

Costruzione del tasto Tutto il manipolatore è contenuto in una piccola custodia di alluminio alta 10 cm, larga 12,5 cm e profonda 15 cm. La maggior parte di circuiti è montata su due basette di bachelite fissate una dietro l'altra e montate al pannello anteriore della custodia mediante viti e distanziatori.

Il pannello posteriore (vedi figura 30) contiene il circuito del multivibratore e il suo transistor di livel-

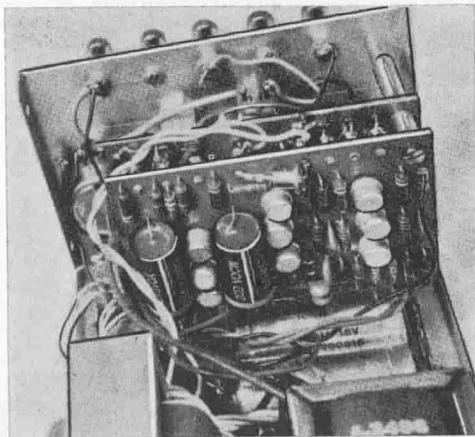


Figura 30

Vista d'insieme del pannello del manipolatore transistorizzato mostrante il circuito del multivibratore dei punti (a sinistra) e il circuito flip-flop delle linee (a destra). Al centro vi sono tre transistori che comprendono lo sblocco OR e il controllo del relé. Il pannello immediatamente dietro comprende i circuiti per l'oscillatore di tono e i circuiti di polarizzazione.

lamento, i transistori del flip-flop e il transistor di livellamento e lo sblocco OR. La piastrina anteriore contiene l'oscillatore di tono e il ponte di tensione per il circuito di livellamento dei punti e delle linee. L'alimentatore, il relé di manipolazione, l'altoparlante, il trasformatore di uscita e il potenziometro sono tutti montati sulla custodia. Il cono dell'altoparlante è coperto con un piccolo quadrato di lastra di alluminio forata per proteggerlo dai danni. Tutti i contatti del relé sono portati posteriormente al relé su una basetta con sei terminali.

Possono essere manipolati contemporaneamente due circuiti, e il relé inoltre fornisce circuiti normalmente aperti e normalmente chiusi. Il secondo gruppo di contatti può servire per silenziare il ricevitore della stazione durante il tempo in cui il tasto è abbassato.

NOTA: Alcuni relé non hanno arresti isolanti su entrambe le espansioni polari o sull'armatura. Conseguentemente l'azione del relé è alquanto lenta.

Questa situazione può essere corretta forando e filettando l'armatura e avvitandovi una vite di ottone da 2,5 mm. La vite verrà regolata in modo che da due a sei millimetri sporgano dall'armatura. Un dado servirà ad evitare lo spostamento della vite, dopo averla regolata.

Amplificatori di potenza a radiofrequenza

3-1. Amplificatore lineare da 1 kW per 6 metri

In questo paragrafo descriveremo un amplificatore di alta potenza appositamente progettato per funzionamento su 6 metri. Esso è in grado di assorbire 1 kW di potenza nel picco dell'involuppo per funzionamento a banda laterale unica e in telegrafia e sviluppa una portante, con modulazione al 100%, di circa 200 W se usato come amplificatore lineare per AM.

In questo efficiente, compatto apparato è usato un unico triodo Eimac 3-400Z a polarizzazione zero, che è in grado di sviluppare tutta l'uscita alimentato da un eccitatore che fornisca 35 W di potenza di pilotaggio di picco (oppure 15 W di portante modulata in ampiezza). È utilizzata la configurazione con pilotaggio sul catodo (griglia a massa) e non è necessaria la neutralizzazione. I componenti circuitali usati sono di tipo convenzionale e si ottiene un efficiente funzionamento, come con qualunque amplificatore ad alto rendimento, mediante un'accurata atten-

zione al progetto del circuito e alla disposizione, mediante l'impiego di collegamenti a RF corti e di opportune tecniche di ritorno di massa.

Il circuito dell'amplificatore

Nella Fig. 2 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore per 6 metri. Un circuito accordato di catodo (L_1-C_1) serve a preservare la forma d'onda del segnale di pilotaggio e a ridurre la distorsione armonica che potrebbe causare interferenze televisive. La bobina catodica è costruita con tubo di rame e la tensione di filamento è applicata al tubo 3-400 Z tramite la bobina e un filo isolato che passa attraverso il tubo di rame. L'eccitazione viene applicata a una presa della bobina in un punto che fornisce un carico nominale di 50Ω all'eccitatore.

Il circuito anodico dell'amplificatore utilizza la rete a pi-greco-L per ottenere una soppressione di armoniche assai efficace e un semplice voltmetro a diodo serve per controllare la tensione di uscita a RF.

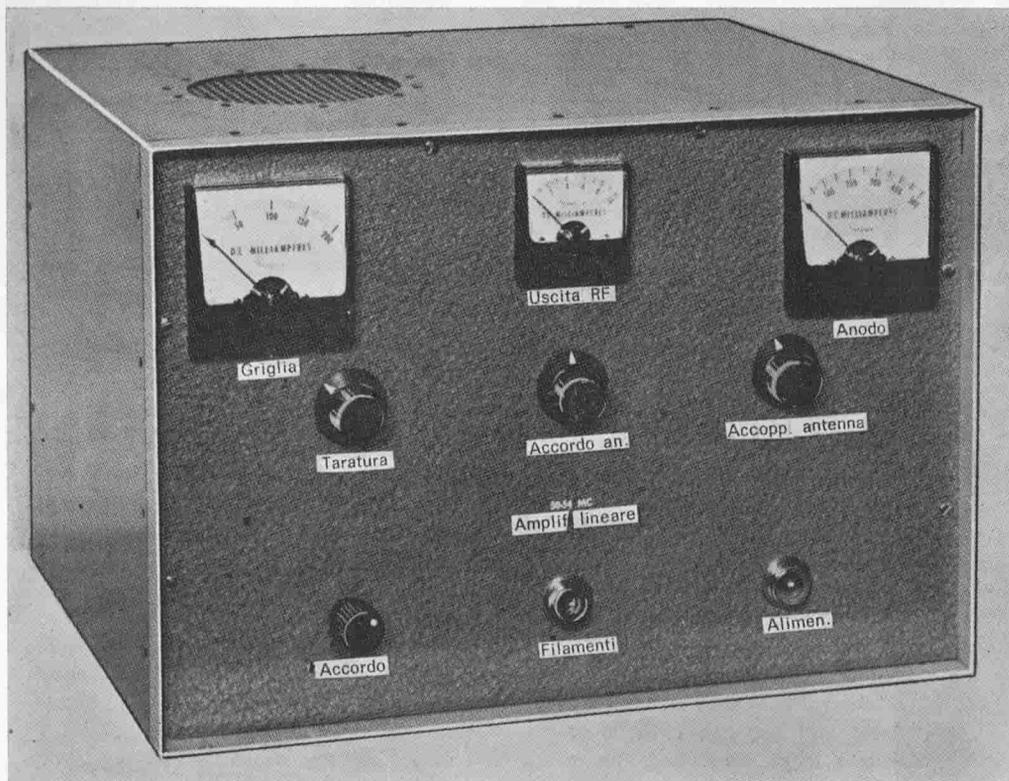


Figura 1

AMPLIFICATORE LINEARE CON TUBO 3-400Z DA 1 kW
PER FUNZIONAMENTO SU 6 METRI

Questo compatto amplificatore lineare da un chilowatt è adatto per il funzionamento in SSB, telegrafia oppure AM nella banda dei 50 MHz. Impiegando un tubo 3-400Z in circuito con griglia a massa l'amplificatore non richiede né tensione di polarizzazione né tensione di schermo. La custodia autocostruita è a tenuta ermetica a RF e ciò facilita la riduzione dei problemi delle interferenze televisive. Gli strumenti sono schermati e sono sempre inseriti in circuito, sicché non occorre alcun circuito di commutazione. Le dimensioni del pannello sono soltanto 22 x 33 cm. I componenti sul pannello sono (da sinistra a destra): strumento di griglia, strumento misuratore di uscita a RF, strumento anodico. Nella riga sotto gli strumenti vi sono: controllo di taratura di uscita a RF, accordo anodico e carico di antenna. Sulla riga inferiore del pannello vi sono: accordo di entrata, lampadina spia dei filamenti e lampadina spia dell'alta tensione.

Nell'amplificatore è incorporato un relé di antenna (RY) e nella Fig. 3 è indicato un altro circuito per usare l'amplificatore lineare insieme con un ricetrasmittitore.

Circuiti di misura e circuiti di soppressione

È necessario controllare tanto la corrente di griglia come la corrente anodica in

dianete lo strumento M_1 . La corrente anodica è misurata nel collegamento B- dell'alimentatore mediante lo strumento M_2 . Nella Fig. 4 è riportato il circuito di misura semplificato.

Quest'amplificatore è stato provato per le oscillazioni parassite e si è riscontrato che le normali impedenze antiparassitarie anodiche non sono necessarie per ottenere un funzionamento stabile. Tuttavia, una variazione nella disposizione del circuito oppure variazioni nei ritorni delle correnti di massa può portare a deboli oscillazioni parassite. In questo caso occorrerà inserire una impedenza antiparassitaria nel collegamento anodico, per sopprimere l'indesiderata oscillazione parassita. Nello schema elettrico è indicata una pratica impedenza antiparassitaria, la quale consiste semplicemente nel porre in parallelo ad una parte della striscia anodica un resistore ad impasto.

Costruzione dell'amplificatore L'amplificatore è racchiuso in una custodia ermetica alla radiofrequenza avente le dimensioni di $33 \times 22 \times 25$ cm. Viene usato uno chassis normale di alluminio da $30 \times 25 \times 7,5$ cm con un pannello da $22,3 \times 33$ cm (ricavato da un pannello normale di alluminio per rack). La custodia è costruita piegando una lastra di cm 70×20 di alluminio leggero per circondare il pannello. Essa è fissata mediante rivetti alla piastra inferiore da 33×28 cm. Il retro della custodia è una lastra di alluminio forato fis-

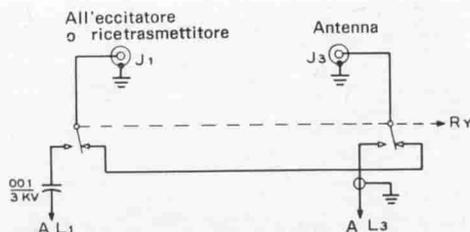


Figura 3

CIRCUITO DI RELÉ DI ANTENNA CONSIGLIATO PER L'AMPLIFICATORE ABBINATO CON UN RICETRASMETTITORE

sata alla custodia con angolari di alluminio da 12 mm. Un altro pezzo di angolare è tagliato a lunghezza opportuna e fissato al bordo frontale della custodia per sostenere il pannello.

Nella custodia è ricavato un foro da 10 cm, direttamente sopra il tubo 3-400Z, che viene coperto con una piccola lastra di alluminio forato. Questa finestra schermata permette la fuoruscita dell'aria riscaldata dal tubo.

Dopo che sia stato completato l'amplificatore e inserito nella custodia, essa viene fissata al suo posto mediante viti da pannello metallico poste ai bordi inferiori dello chassis e attorno al pannello, che rendono più ermetica possibile alla radiofrequenza la chiusura.

Per proteggere gli strumenti da pannello dai campi a radiofrequenza del circuito anodico e per eliminare la dispersione a RF dalla custodia attraverso la faccia dello strumento, vengono usati schermi per strumenti. Tali schermi, a forma di scatola, sono fissati al pannello mediante an-

come supporto temporaneo, e le tre spire vengono distanziate in maniera da coprire una lunghezza di 5 cm. Il tubo viene filettato e il filo interno viene lasciato sporgere di circa 25 cm da ogni lato. La bobina è montata vicino allo zoccolo del tubo (Fig. 6) con una estremità sostenuta dal piedino di filamento dello zoccolo del tubo.

Il conduttore interno va tagliato a lunghezza opportuna e saldato ad un piedino del filamento. Il tubo va collegato all'altro piedino del filamento mediante un breve tratto di piattina di rame larga circa 3 mm, ritagliata da una lastra di rame sottile. L'estremità della bobina è equidistante dai piedini di filamento.

La piattina circonda un'estremità del tubo di rame ed è saldata al suo posto, con l'altra estremità saldata al piedino. Il condensatore di fuga di filamento è saldato direttamente fra i piedini di filamento dello zoccolo.

Un secondo breve tratto di piattina di rame collega la prima piattina con lo statore del condensatore di accordo catodico.

Fra l'estremità opposta della bobina catodica e massa vi è un condensatore ceramico di fuga, che inoltre sostiene la bobina. Il conduttore interno è collegato al tubo di rame esterno in questo punto, e un pezzo di piattina di rame effettua una connessione al rotore del condensatore di accordo.

Il conduttore interno prosegue verso il trasformatore di filamento e un secondo spezzone di filo da 2,6 mm serve a collegare il tubo di rame

con il secondo terminale del trasformatore. I due collegamenti di filamento sono coperti con pezzi di tubo di plastica, sul quale viene disposto un tratto di calza di schermo, collegata allo chassis a entrambe le estremità.

La presa di eccitazione sulla bobina è posta circa a tre quarti di spira dalla estremità in basso (con condensatore di fuga). L'esatto punto di questa presa non è critico e può essere facilmente trovato basandosi sul minimo rapporto di onde stazionarie sulla linea coassiale che collega l'eccitatore all'amplificatore.

I tre piedini di griglia dello zoccolo 3-400Z sono collegati a massa mediante una piattina di rame larga 6 mm che passa attraverso le fenditure dello zoccolo adiacente a ciascun piedino di griglia e saldando la piattina direttamente alla linguetta piatta del piedino. Le piattine sono poi collegate allo chassis più vicino possibile allo zoccolo.

Il collegamento fra la presa coassiale di entrata (J_1) e il condensatore di accoppiamento adiacente al circuito catodico va eseguito mediante un pezzo di linea coassiale RG-58/U, con lo schermo esterno della linea collegato a massa alla presa di entrata e inoltre alla linguetta di montaggio del condensatore di fuga per la bobina.

Montaggio del circuito anodico

Dalla Fig. 5 si può vedere la disposizione dei componenti sopra lo chassis. I condensatori di accordo anodico e di carico

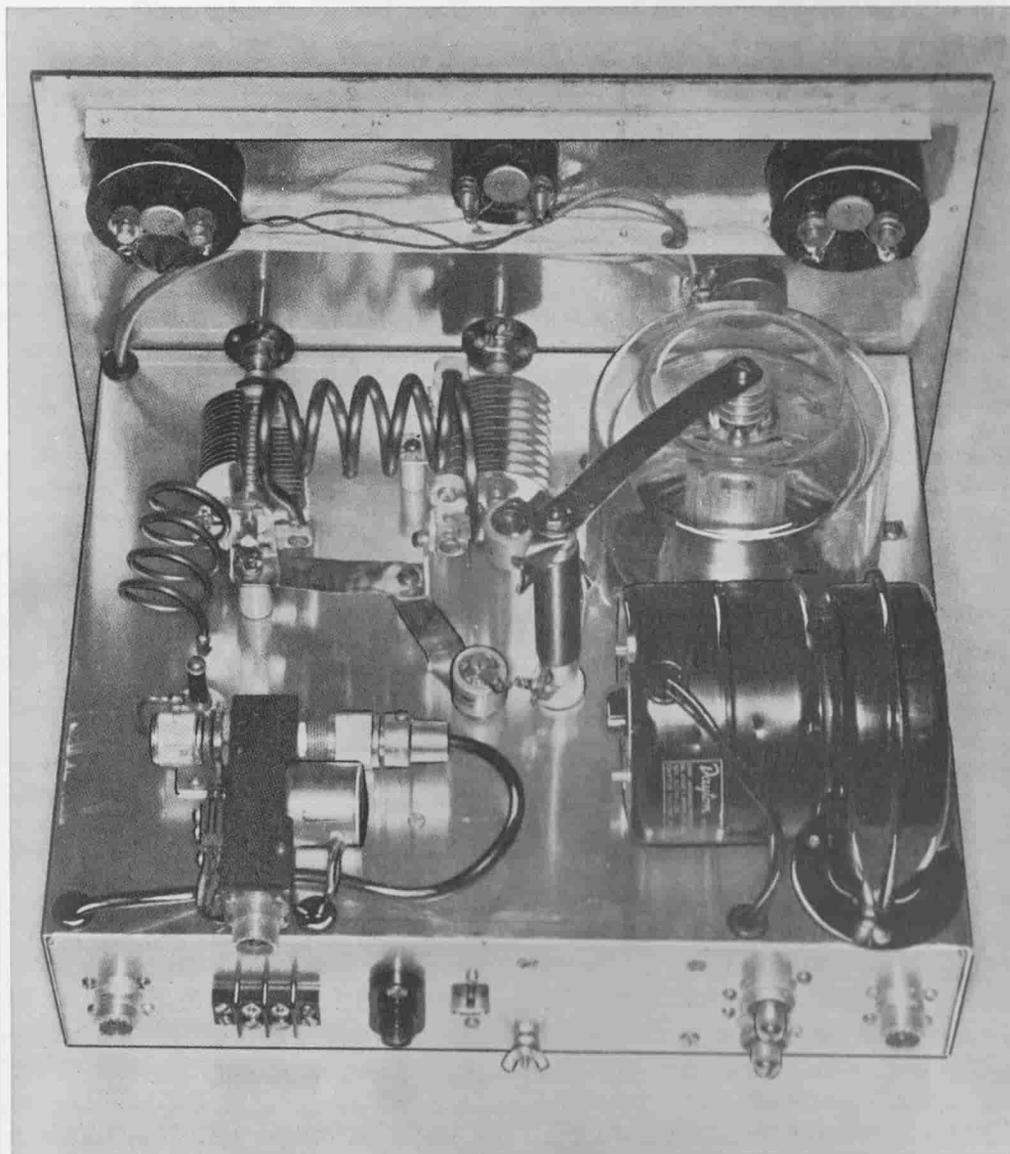


Figura 5

L'AMPLIFICATORE LINEARE CON TUBO 3-400Z PER 50 MHz
VISTO DALL'ALTO

Da questa fotografia si può vedere la posizione dei componenti principali sopra lo chassis. Lo schermo degli strumenti è stato tolto per l'esecuzione della fotografia. I collegamenti che vanno al comparto degli strumenti sono schermati e sono montati condensatori di fuga sui terminali degli strumenti.

Sulla parete posteriore dello chassis (da sinistra a destra) vi sono: presa per ricevitore (J_2); presa con terminali (J_3), connettore Millen ad alta tensione (J_4); condensatori a passante Sprague; presa per eccitatore a RF (J_1). Nel bordo inferiore dello chassis vi sono una connessione di massa e il terminale per la tensione del relé (J_5).

La striscia di rame di massa fra i condensatori di accordo del circuito anodico è visibile immediatamente dietro il relé di antenna.

(C_2 e C_3) sono montati su isolatori ceramici da 12 mm.

Il condensatore di accordo va ruotato di 90° ed è tenuto in posizione con piccoli squadretti di alluminio. Un collegamento comune di massa costituito da una piattina di rame larga 12 mm collega i terminali rotorici posteriori del condensatore. Inoltre, le mollette di contatto del rotore del condensatore sono collegate alla piattina di massa comune.

Una seconda piattina collega a massa i rotori ad un punto comune di massa sullo chassis sotto la linguetta dei condensatori di fuga ad alta tensione all'estremità in basso della impedenza a RF anodica.

Gli alberini dei condensatori variabili sono comandati mediante accoppiatori isolanti per evitare che si formino anse di massa nelle quali si sviluppano correnti che circolerebbero attraverso gli alberini fino al pannello.

La sezione a pi-greco del circuito volano anodico (L_2) è costituita da un pezzo di tubo di rame da 4,8 mm, con 5 spire distanziate su 7,5 cm, e con un diametro interno della bobina di 28 mm. Le estremità della bobina sono appiattite e forate in modo da poter essere fissate alla linguetta dello statore del condensatore con viti da 3 mm.

La sezione a L della bobina volano (L_3) è costituita con un pezzo di tubo di rame di diametro 3 mm ed ha 4 spire, con diametro 19 mm e lunga 5 cm. La bobina è situata perpendicolarmente alla bobina volano principale ed è fissata tra lo statore di C_3 e un isolatore ceramico a pas-

sante. Grandi capofili possono essere posti sulla bobina per facilitare il fissaggio nella sua posizione.

L'impedenza a RF anodica va autocostruita ed è avvolta su un isolatore ceramico da 12 mm di diametro. Si può usare una impedenza commerciale, se si vuole. La base dell'impedenza è avvitata al fissaggio dell'isolatore a passante ad alta tensione sullo chassis e fra questo punto e massa è disposto un condensatore ceramico. L'impedenza a RF va posta vicino al camino del tubo 3-400Z, per permettere un collegamento anodico ragionevolmente corto e il condensatore di blocco anodico è montato sulla sommità dell'impedenza con un pezzo di piattina che scende verso il condensatore volano anodico.

Il relé coassiale di antenna è montato sul piano superiore dello chassis ed è situato in modo che il collegamento di uscita dalla sezione a L del circuito volano possa essere collegata direttamente alla presa di entrata. La connessione è effettuata mediante un conduttore coassiale e saldando un breve tratto di filo da 3 mm al terminale centrale per effettuare la connessione con la bobina. La presa di antenna del relé sporge oltre la parete posteriore dello chassis e passa attraverso la chiusura posteriore della custodia.

La presa ricezione del relé è collegata ad un tratto di cavo coassiale RG-58/U che termina alla presa coassiale sulla parete posteriore dello chassis.

Un ausiliario gruppo di contatti sul relé serve per cortocircuitare il

resistore di autopolarizzazione da 50 k Ω nel circuito catodico del tubo 3-400Z quando si trasmette.

Il resistore serve a polarizzare il tubo vicino all'interdizione durante i periodi di ricezione, per evitare che vengano generati rumori che possano interferire con la ricezione di segnali deboli e inoltre per ridurre l'assorbimento di corrente sull'alimentatore nella condizione di « attesa ». Il relé è azionato dal comando o dal circuito VOX dell'eccitatore, e la bobina del relé deve essere scelta in modo da adattarsi alla tensione sviluppata dal circuito di comando dell'eccitatore.

La misura della corrente anodica è effettuata nel terminale negativo dell'alimentatore, sicché il negativo dell'alimentatore è lasciato isolato da massa.

Un voltmetro RF a diodo è montato sotto lo chassis in una piccola scatola di alluminio situata sopra l'isolatore a passante a RF che sostiene l'estremità del circuito a L mantenendola distante dallo chassis.

Il collegamento dal circuito del voltmetro al potenziometro di taratura sul pannello è effettuato in calza schermante, come il collegamento che parte dalla presa centrale del trasformatore di filamento.

In tutti i fori dello chassis sono usati gommini molto stretti per limitare le dispersioni di aria.

Regolazione dell'amplificatore Dopo che sono stati effettuati i collegamenti dell'amplificatore e dopo averli control-

lati, si possono iniziare le prove preliminari. Si orienta l'aria nello zoccolo del tubo temporaneamente mediante una lastra di cartone fissata allo chassis. Si applica la tensione di filamento e deve allora mettersi in moto il motore del ventilatore.

Si dovrà constatare una forte corrente di aria attraverso il camino del tubo. La tensione di filamento del tubo dovrà essere regolata su 5 V nello zoccolo, con uno strumento preciso.

Si toglie ora la tensione di filamento e si chiudono contemporaneamente le prese coassiali di entrata e di uscita con resistori a impasto da 50 Ω -1 W, che possono essere saldati alle prese durante questa prova. Si accorda su 50 MHz un ondometro oscillatore ad assorbimento (grid-dip meter) e lo si avvicina alla bobina catodica (con il tubo 3-400Z inserito nel suo zoccolo).

Lo strumento dovrà indicare la risonanza con il condensatore di accordo catodico chiuso per circa 2/3.

Si prova ora il circuito volano anodico con il condensatore di accordo chiuso circa a metà e il condensatore di carico circa a 2/3. La risonanza del grid-dip meter su queste posizioni per 50 metri dovrà essere raggiunta mediante piccole modifiche nella distanza fra le spire della bobina a pi-greco. La sezione a L dovrà mostrare una risonanza con il grid-dip meter circa su 50 MHz.

Dopo aver verificato la risonanza del circuito volano, si toglie il resistore da 50 Ω e si collega l'amplificatore all'eccitatore e alla presa coassiale di antenna. Si dispone un colle-

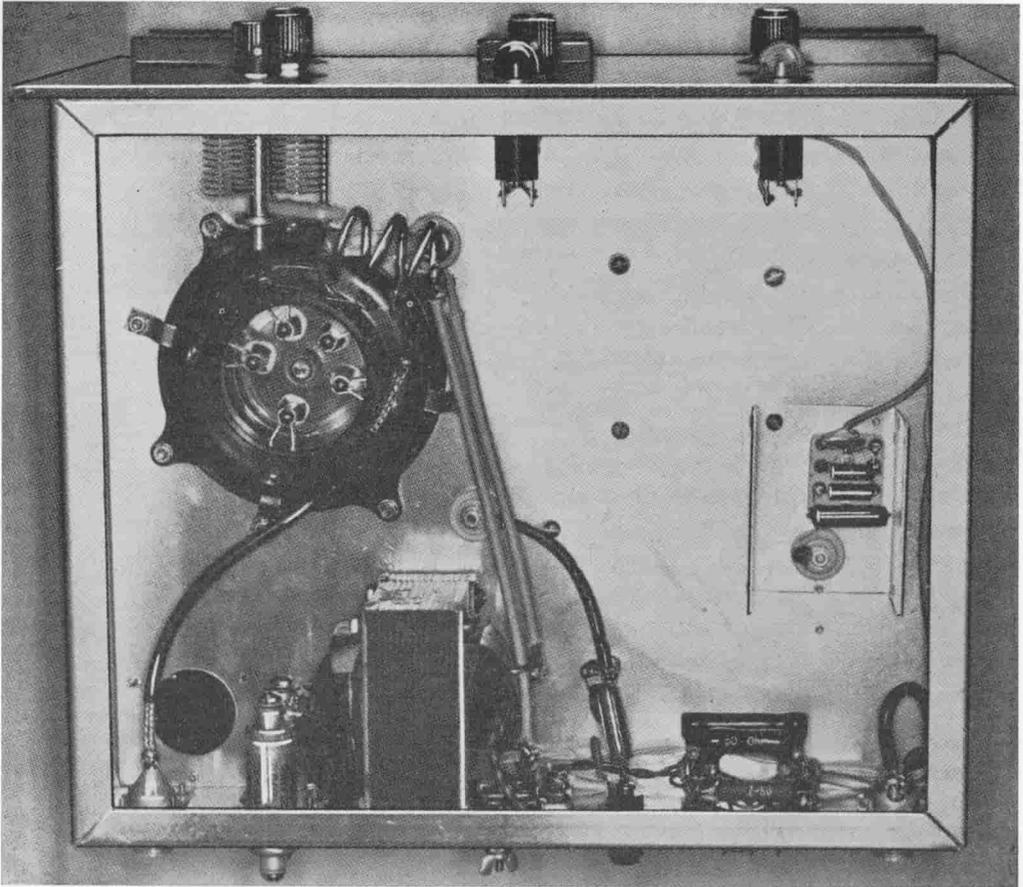


Figura 6

LO CHASSIS DELL'AMPLIFICATORE LINEARE VISTO DAL BASSO

Il circuito catodico è montato sui terminali di filamento dello zoccolo con raffreddamento in aria (in alto a sinistra), con il condensatore di accordo (C_1) isolato dal pannello. I collegamenti di filamento vanno dal circuito accordato al trasformatore di filamento montato sulla parete posteriore dello chassis. A destra vi è una piccola scatola di alluminio (con coperchio tolto) che contiene i componenti del voltmetro di uscita a RF. La presa del ventilatore è nell'angolo sinistro dello chassis vicino ai condensatori a passante.

gamento separato di massa dell'amplificatore all'alimentatore.

Si raccomanda un potenziale anodico massimo di 2.500 V (con tasto abbassato), e si può ottenere un buon funzionamento anche con tensioni inferiori a 2.000 V.

Ai potenziali più alti, la corrente anodica di riposo dovrà essere di circa 80 mA. Irregolari variazioni della corrente anodica di riposo, e un'indicazione di corrente di griglia quando si regolano i comandi (senza pilotaggio di griglia) significa che vi

sono oscillazioni parassite e allora bisognerà installare la bobina anti-parassitaria anodica.

Dopo aver applicata la tensione anodica, si inietta gradualmente il pilotaggio di griglia fino a che si nota una corrente anodica di circa 150 mA. Il circuito viene fatto risuonare per la massima corrente di griglia e il condensatore di accordo anodico va regolato in modo da avere il minimo della corrente anodica. Si aumenta il pilotaggio di griglia e si regola il carico nella normale maniera seguita per il funzionamento dei circuiti a pi-greco, fino ad ottenere una corrente anodica *con un unico tono* (portante) di 400 mA con una corrente di griglia di circa 140 mA. Il carico corretto si ha quando il rapporto fra la corrente anodica e la corrente di griglia risulta di circa 3 a 1.

Per il funzionamento come amplificatore lineare per SSB si usa l'iniezione della portante alla maniera descritta per l'accordo e il carico. Il misuratore della tensione relativa di uscita è molto utile nel processo di accordo e fornisce un controllo continuo del corretto funzionamento se esso aumenta in proporzione alla corrente di griglia.

Le condizioni di massima entrata di portante sono come stabilito avanti, e in queste condizioni l'anodo del tubo 3-400Z dovrà assumere un colore rosso ciliegia.

Con la portante tolta e la modulazione SSB vocale applicata, si aumenta il pilotaggio fino a che in corrispondenza dei picchi di voce si raggiungono circa 200 mA di corrente

anodica e circa 70 mA di corrente di griglia. Per funzionamento in telegrafia la corrente anodica può raggiungere i 400 mA.

Funzionamento come amplificatore lineare per AM

L'amplificatore può essere usato come amplificatore lineare in AM quando è correttamente regolato. Il rendimento dell'amplificatore sul picco del ciclo di modulazione è di circa il 66 % e il rendimento in presenza della sola portante (in assenza di modulazione) è di circa il 33%. Siccome la dissipazione anodica massima è di 400 W, la potenza di alimentazione totale per la portante AM per il tubo 3-400Z è limitata a circa 600 W (2500 V-240 mA). Per caricare correttamente lo amplificatore in queste condizioni per il servizio lineare in AM, sono necessari un oscilloscopio e un voltmetro che misuri la tensione di picco.

Il voltmetro di uscita a RF dell'amplificatore può essere convertito in uno strumento misuratore di picco alla maniera indicata nella fig. 4B. Inoltre, si può usare un semplice oscillatore audio a 1000 Hz per le successive regolazioni.

Per la regolazione preliminare, il pilota AM viene modulato al 100% con la nota a 1000 Hz. È necessario un pilota capace di circa 15 W di onda portante. Si carica l'amplificatore 3-400Z e si regola il livello di pilotaggio per 600 W di alimentazione in queste condizioni.

L'uscita dell'amplificatore va controllata con un voltmetro misuratore

di picco, che va regolato in modo che la lettura a fondo scala corrisponda ad un livello di alimentazione di 600 W. La corrente di griglia dovrà aggirarsi su circa 1/4 del valore della corrente anodica, ossia su circa 60 mA.

Dopo aver raggiunto questa condizione, si toglie la modulazione al pilota, lasciando solo l'eccitazione della portante. Se l'amplificatore lineare è correttamente regolato, l'indicazione del voltmetro misuratore

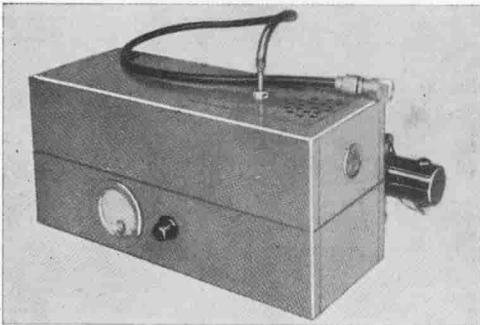


Figura 7

**AMPLIFICATORE DA 500 W CON LINEA
A STRISCIA PER 432 MHz**

È usato un tubo 8122 in un circuito semplice con linea a striscia per funzionamento ad alta potenza nella banda a 432 MHz. Due chassis di alluminio sono posti l'uno contro l'altro per formare le cavità e le linee a striscia sono ricavate da una lastra di alluminio. L'amplificatore è raffreddato ad aria forzata mediante un ventilatore, montato posteriormente all'apparato, che invia aria attraverso lo zoccolo del tubo e poi all'anodo del tubo e l'aria fuoriesce dalla custodia della cavità anodica.

Il cavo di uscita a RF è sulla sommità della cavità e lo strumento misuratore di griglia e il condensatore di accordo di griglia (C_g) sono montati sulla parete anteriore della cavità di griglia.

di picco dovrà diminuire a *metà scala*, ciò che corrisponde alla diminuzione di uscita ad 1/4 della potenza.

Se la tensione di picco cade di oltre metà, quando si toglie la modulazione, si debbono regolare il circuito di carico anodico e il livello di pilotaggio dell'amplificatore così da ottenere il corretto rapporto. Ciò costituisce un'indicazione che il carico di antenna è troppo forte per il dato pilotaggio di griglia. Se si controlla questo processo con un oscilloscopio, si può notare il punto di appiattimento della sommità e regolare il pilotaggio e il carico in modo da togliere la distorsione dei picchi del segnale. Con modulazione vocale, le correnti anodica e di griglia dovranno fluttuare leggermente.

La combinazione di un voltmetro che risponda al picco, di un oscilloscopio e di un oscillatore audio usata per la regolazione nelle condizioni di modulazione a tono unico al 100% di modulazione dell'eccitatore, costituisce un metodo relativamente agevole ed accurato per ottenere il corretto funzionamento dell'amplificatore lineare per AM.

Come con qualunque amplificatore pilotato sul catodo, il pilotaggio non dovrà mai essere applicato all'amplificatore in assenza di tensione anodica, altrimenti si ha il danneggiamento della griglia del tubo. La sequenza corretta da seguire sempre è di applicare la tensione anodica prima del pilotaggio e aumentare il livello di pilotaggio lentamente man mano che vengono effettuate le operazioni di accordo.

3-2. Amplificatore lineare o per servizio in classe C da 500 W su 432 MHz

Quest'amplificatore è progettato per servizio in SSB oppure in telegrafia con un livello di 1/2 chilowatt nella banda diletantistica dei 432 MHz. Facendo uso di semplificati circuiti volano a striscia, l'amplificatore può essere riprodotto con un minimo di attrezzature e di utensili per la lavorazione dei metalli. Con un potenziale anodico di 2000 V, l'amplificatore svilupperà circa 250 W con circa 5 W di potenza di pilotaggio.

Progetto dell'amplificatore La custodia dell'amplificatore è costruita con due chassis di alluminio montati l'uno contro l'altro per formare gli scomparti schermati dei circuiti di griglia e anodico. I circuiti a striscia sono posti in questi scomparti, con il tubo 8122 montato nella separazione fra gli scomparti. A questa frequenza, il circuito di uscita è efficacemente isolato dal circuito di entrata mediante l'uso della neutralizzazione in serie di schermo.

La ammettenza di entrata in VHF (che costituisce sempre un problema) è ridotta dall'uso di tre collegamenti separati di catodo che forniscono un percorso a RF a bassa induttanza verso massa. Uno dei collegamenti di catodo, preferibilmente quello che parte dal piedino 4, può essere accordato in serie verso massa con una piccola capacità di

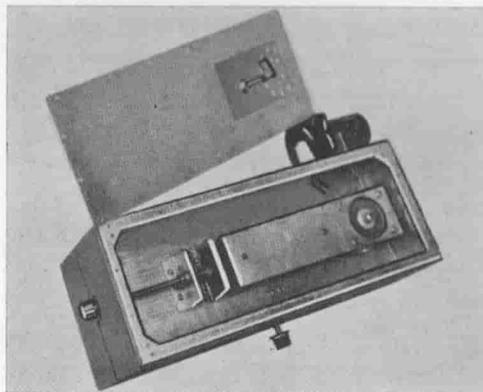


Figura 8

LA LINEA ANODICA DELL'AMPLIFICATORE VISTA DALL'ALTO

L'ansa di accoppiamento di uscita è montata sulla sommità superiore della custodia. Se si vuole, una sonda capacitiva può essere sostituita all'ansa per avere maggiore capacità di regolazione. In primo piano vi è il condensatore di accordo della linea anodica (C₁) con la sua piastra di rame con una linguetta saldata al bordo inferiore (Fig. 14 A). La lamina del condensatore è comandata con una vite dalla manopola di comando all'estremità dello chassis. Le impedenze a RF anodiche e di schermo sono dietro la linea a striscia. L'insieme di linea a striscia e di connettore anodico per il tubo 8122 sono illustrati nella Fig. 13 A-B.

compensazione. Ciò fornisce un'adizionale mezzo per la neutralizzazione a larga banda nello spettro delle VHF.

Il tetrodo ceramico 8122 richiede durante il funzionamento il raffreddamento ad aria forzata. L'effetto combinato di questo raffreddamento più la efficacia di dissipazione di calore del radiatore ad alette permette al tubo di funzionare con la massima dissipazione anodica di 400 W.

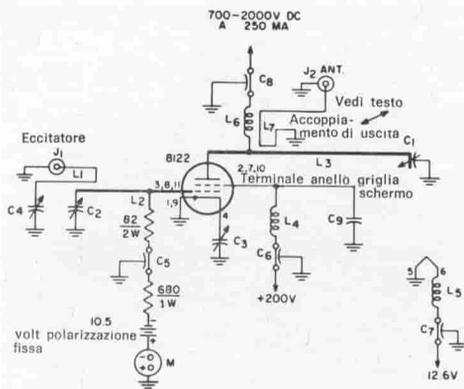


Figura 9

SCHEMA ELETRICO DELL'AMPLIFICATORE PER 432 MHz

- C_1 - vedi testo e Fig. 10 e 14 A.
 C_2 - condensatore a pistone in vetro 0,5-3 pF. Erie 680073.
 C_3 - condensatori 7-45 pF. Erie TS2A-4.
 C_4 - 1,8-9 pF. Johnson 160-104.
 C_5 - 0,001 μ F condensatore a bottone. Erie 662-003-102K.
 C_6, C_7 - 0,001 μ F condensatore a passante. Erie 362-102.
 C_8 - condensatore di blocco ad alta tensione. Vedi fig. 14 B.
 C_9 - condensatore di fuga di schermo. E. F. Johnson 124-113-1.
 J_1 - Presa UG-290/U.
 J_2 - Adatta al sistema di antenna.
 L_1 - Ansa di accoppiamento di entrata, vedi Fig. 12.
 L_2 - Piattina di rame, lunga 109 mm, larga 19 mm e spessa 3 mm.
 L_3 - linea anodica. Vedi fig. 10 e 13 A.
 L_4 - impedenza a RF di schermo. Ohmite Z-460 o equivalente.
 L_5 - impedenza di filamento. 8 spire, filo smaltato 1,2 mm, diametro 6,3 mm, lunghezza 25 mm.
 L_6 - impedenza RF anodica. 11 spire. Filo smaltato 1,2 mm, diametro 7,9 mm, strettamente avvolte.
 M - Strumento misuratore di griglia 50 mA fondo scala.
 Zoccolo - E. F. Johnson 124-311-110.
 Camino - E. F. Johnson 124-111-1.
 Gruppo di linguette - Instruments Specialties Co., Little Falls, N. J., 97-115 e 97-136.
 Ventilatore - Da 180 litri al minuto con 11 mm di pressione per dissipazione di 400 W. 100 litri al minuto con 10 mm di pressione per dissipazione di 250 W. Ripley 8445-E.

A questo livello di dissipazione anodica la temperatura del cilindro dell'anodo si stabilizza su 250° C con una circolazione di aria di 180 litri al minuto.

Dettagli del circuito

La griglia del tubo 8122 è collegata ad una striscia a mezza lunghezza d'onda, che è accordata alla sua estremità aperta da un condensatore in vetro del tipo a pistone. La linea di griglia è costituita da un pezzo di lastra di rame di 3 mm di spessore che riduce le perdite a RF e aiuta a mantenere la temperatura della griglia ad un livello di sicurezza.

Nel circuito di griglia è usata una combinazione di polarizzazione fissa e a resistenza: la polarizzazione fissa assicura che il tubo 8122 funzionerà dentro un campo di sicurezza di dissipazione anodica anche se la potenza di pilotaggio dovesse venire a mancare.

Il link di accoppiamento di entrata (L_1) è accordato in serie per ridurre la reattanza e fornire l'ottimo accoppiamento fra l'eccitatore e il circuito di griglia dell'amplificatore.

I piedini 1 e 9 di catodo dello zoccolo 8122 sono collegati alla massa dello chassis. Il piedino 4 è accordato in serie a massa mediante un piccolo condensatore di compensazione per fornire la necessaria regolazione della neutralizzazione.

Lo schermo (griglia 2) del tubo 8122 è derivato a massa alla frequenza di lavoro da un condensatore. Un altro modo per neutralizzare l'ampli-

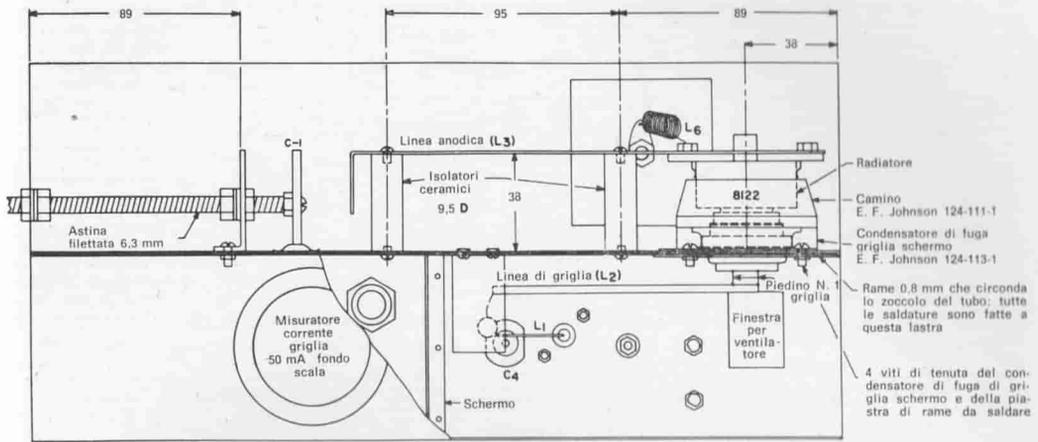


Figura 10

SEZIONE DEI GRUPPI DI LINEA ANODICA E DI GRIGLIA

La linea anodica è montata su due isolatori e il condensatore a cursore (C_1) a sinistra, pilotato da un alberino filettato da 6,3 mm. Il condensatore di fuga anodico sul $B+$ è sulla parete posteriore della custodia ed è tenuto in posizione mediante viti di montaggio da 5 mm (Fig. 14 B). Il lato interno del piano dello chassis è coperto con una lastra di rame che circonda lo zoccolo del tubo (vedi Fig. 15). I ritorni di massa a RF sono effettuati alla lastra di rame. Una piastra inferiore è necessaria per i compartimenti di griglia, per chiudere ermeticamente la camera d'aria pressurizzata. L'anodo è tenuto in posizione con viti autofilettanti.

ficatore consiste nell'eliminare una o più delle linguette che fanno contatto con l'anello dello schermo. Ciò viene facilmente ottenuto lasciando al suo posto la linguetta di contatto dal terminale dell'anello di schermo del tubo e disponendo un pezzo di teflon o di polietilene in lastra fra i contatti. Il numero di linguette che debbono essere isolate dipende dai vari parametri circuitali necessari per ottenere la completa neutralizzazione e questi variano da un amplificatore all'altro. In alcuni casi, debbono essere isolate 9 linguette. Quasi sempre questa tecnica particolare di neutralizzazione non è necessaria, a meno che l'amplificatore presenti instabi-

lità dopo la neutralizzazione eseguita alla maniera normale.

La linea anodica

La linea anodica deve mantenere una connessione a basse perdite con l'anodo del tubo 8122 per assicurare una soddisfacente prestazione, considerando le forti correnti che circolano in questa parte dell'amplificatore. La linea anodica è una striscia a mezza lunghezza d'onda accordata all'estremità aperta da un condensatore particolarmente costruito.

Questo condensatore (C_1) è mostrato nella Fig. 10, e i dettagli della

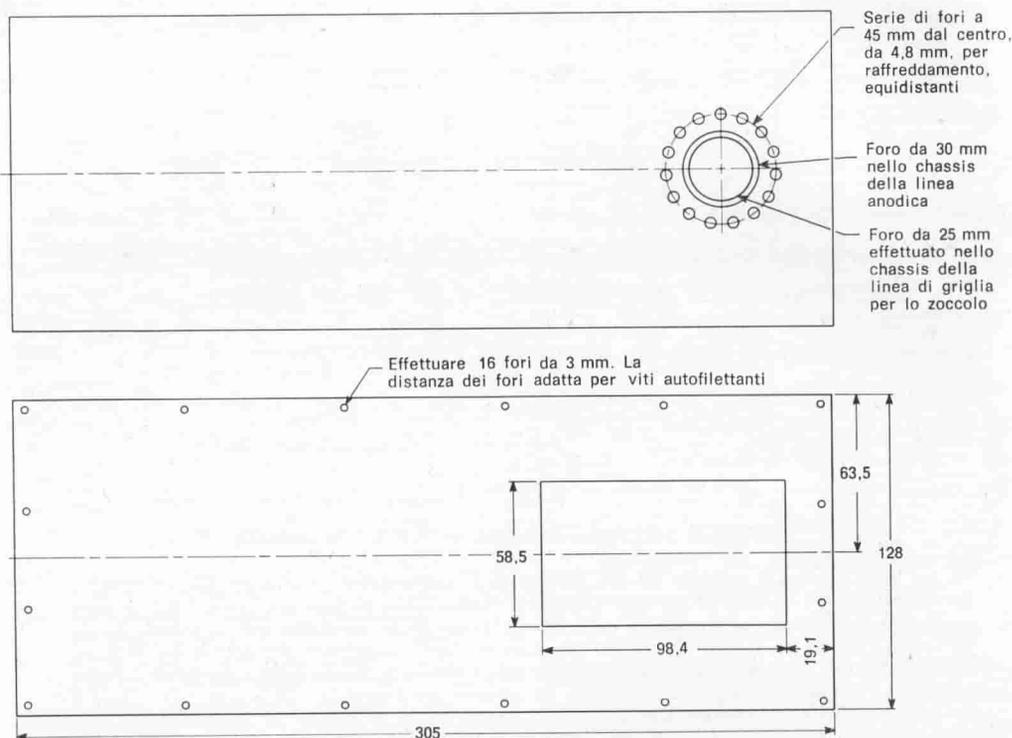


Figura 11

- A - Dettaglio dei fori per la ventola e per lo zoccolo nello chassis anodico.
 B - Dettaglio della piastra di coperchio superiore per lo chassis della linea anodica.

sua costruzione saranno descritti fra poco.

La potenza viene trasferita al carico di antenna tramite un sistema di accoppiamento a link mostrato nella figura.

Costruzione dell'amplificatore

L'amplificatore è montato in due chassis di alluminio aventi le dimensioni di $33 \times 12,5 \times 7,5$ cm. Gli chassis sono fissati uno contro l'altro per fornire i comparti separati per le linee di griglia e anodica.

Dopo averli fissati fra loro, si possono effettuare, nelle dimensioni opportune, tutti i fori di montaggio, con eccezione dei fori dello zoccolo del tubo (i cui diametri per i due chassis sono diversi). Per quest'ultima foratura si eseguirà un foro pilota da 6 mm attraverso entrambi gli chassis, per centrare correttamente i fori dello zoccolo, per un preciso tracciamento alle dimensioni finali.

Dopo aver eseguito tutti i fori di montaggio, gli chassis vengono separati e viene tracciato per ogni chassis il foro per lo zoccolo del tubo. La Fig. 11 A indica le dimensioni

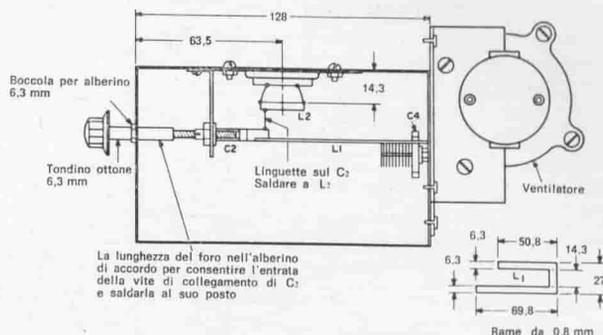


Figura 12

VISTA LATERALE DEI COMPONENTI DEL CIRCUITO DI GRIGLIA

In questa figura sono illustrati l'insieme della linea di griglia e del condensatore di accordo; le dimensioni dell'ansa dell'accoppiamento di entrata (L_1) sono riportate in basso a destra. Sono usate per le viti di collegamento di griglia e anodica, boccole di bloccaggio (Herman L. Smith 181). Le boccole sono regolate per fornire un'adeguata tensione meccanica alle viti di collegamento per un corretto funzionamento. L'ansa di accoppiamento L_1 è posta perpendicolarmente alla linea di griglia, come si vede nella fotografia dello chassis visto dal basso.

L'alberino di accordo del condensatore a pistone C_2 è forato per adattarsi alla vite del condensatore ed è saldato al suo posto dopo aver correttamente allineato l'insieme.

e la posizione del foro dello zoccolo per ogni chassis.

Tutte le connessioni elettriche di massa sono saldate ad un pezzo di rame o di lastra sottile che circonda la base dello zoccolo del tubo. Il rame è fissato alla base del comparto della linea di griglia mediante 4 viti da 3,5 mm che fissano l'anello di fuga di schermo, che è posto nel comparto anodico.

La linea di griglia è tenuta al suo posto saldandone una estremità alla linguetta del condensatore a pistone (C_2). L'altra estremità è saldata ai 3 piedini della griglia 1 nello zoccolo, come si vede nelle Figg. 10 e 12. Una fascetta di alluminio fissa nella sua posizione il condensatore di accordo di griglia C_2 . Il centro di C_2 e la boc-

cola che sostiene l'alberino di accordo debbono essere allineati, se si vuole ottenere un accordo scorrevole. Uno schermo (Figg. 10 e 15) è situato nel comparto di griglia per isolare lo strumento di griglia dai campi a RF. Prima di montare lo zoccolo del tubo, dovranno essere tolti dallo zoccolo - cioè dai piedini 2,7 e 10 - tutte le linguette di contatto di schermo.

La connessione a corrente continua dello schermo è effettuata nel comparto anodico. La Fig. 16 A mostra il metodo usato per effettuare queste connessioni.

I particolari costruttivi sono riportati nelle Figg. 10 e 13 A. Il gruppo che guida l'alberino di accordo del condensatore di accordo anodico dovrà essere costruito con dimensioni

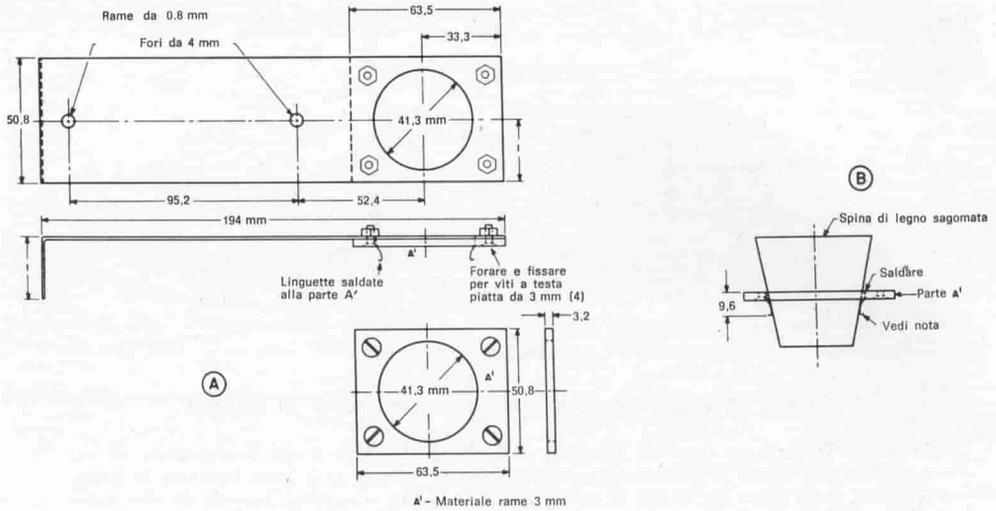


Figura 13

A - Dettaglio della linea anodica (L_3) e montaggio.

B - Procedura consigliata per saldare le linguette alla parte A' dell'insieme della linea anodica.

Nota - Le linguette di berillio larghe 9,5 mm sono disponibili da Instrument Specialties Co, Little Falls, N. J. Stock N. 97-136.

vicine a quelle riportate nella Fig. 14. Uno squadretto erroneamente costruito darà luogo ad una difettosa massa per il gruppo di accordo anodico.

La distanza dalla linea anodica dalla massa è di 38 mm. Questa distanza fornisce la corretta impedenza e frequenza di risonanza della linea a striscia, con il coperchio superiore sistemato correttamente al suo posto.

L'impedenza a RF del B + è collegata alla linea anodica da una delle viti che tengono insieme il gruppo anodico. L'impedenza è collegata al punto a bassa tensione della linea. La sonda di accoppiamento di uscita è posta in questa area.

Il condensatore di fuga ad alta tensione appositamente costruito è costituito da una lastra di ottone da 1 mm isolata da massa da pezzi di mica o di teflon (in lastra) di 0,15 mm di spessore.

Le boccole per il passaggio dell'alberino da 6 mm servono per guidare l'alberino del condensatore di accordo anodico e possono essere regolate in maniera da fornire il giusto attrito necessario per assicurare un buon contatto.

La saldatura del gruppo di linguette all'insieme anodico può essere semplificata impiegando una spina di legno stagionato come si vede in Fig. 13 B. La spina terrà al suo posto il gruppo di linguette ed evita un ec-

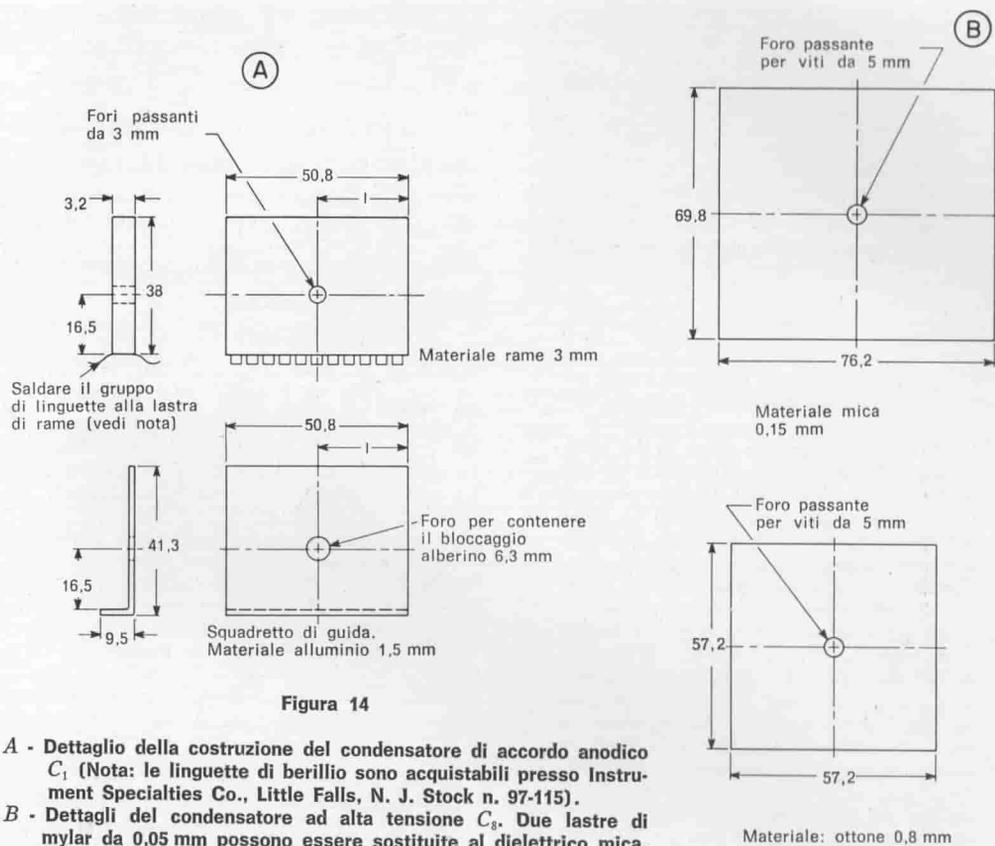


Figura 14

A - Dettaglio della costruzione del condensatore di accordo anodico C_1 (Nota: le linguette di berillio sono acquistabili presso Instrument Specialties Co., Little Falls, N. J. Stock n. 97-115).

B - Dettagli del condensatore ad alta tensione C_2 . Due lastre di mylar da 0,05 mm possono essere sostituite al dielettrico mica.

cessivo assorbimento di calore durante l'operazione di saldatura.

Accordo e funzionamento L'alimentazione di filamento per il tubo 8122 richiede 12 V e 1,3 A. Il ventilatore dovrà essere avviato insieme con la tensione di accensione e il tubo dovrà essere lasciato riscaldare per circa un minuto prima di applicare gli altri potenziali.

La tensione anodica dovrà sempre essere applicata prima della tensione di schermo: *mai dopo*.

Neutralizzazione dell'amplificatore I coperchi dei comparti di griglia e anodico debbono essere al loro posto per la seguente prova. Dopo che sia trascorso il tempo di riscaldamento, si applica una piccola potenza di pilotaggio all'amplificatore senza po-

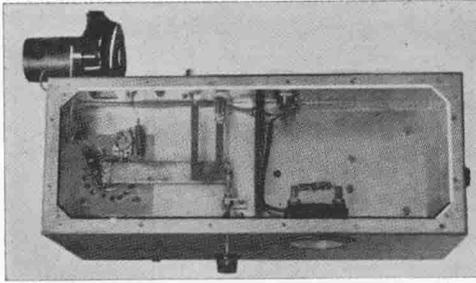


Figura 15

LO CHASSIS DELL'AMPLIFICATORE PER 432 MHz VISTO DAL BASSO

L'area sotto lo chassis è divisa in due parti. La parte di sinistra è il comparto a RF per la linea di griglia e quello a destra contiene i collegamenti dello strumento e la presa di alimentazione. È usata una linea di griglia a mezza lunghezza d'onda, accordata all'estremità aperta da un condensatore a pistone (C_2) che è comandato dal pannello mediante un alberino filettato (Fig. 12). L'ansa di accoppiamento di entrata (L_1) è ricavata da un pezzo di lastra di rame ed è sostenuta fra il connettore di entrata e il condensatore di risonanza C_4 . La impedenza a RF di filamento (L_5) è dietro la linea di griglia, vicino al condensatore di risonanza del catodo (C_3). Il collegamento di polarizzazione dal condensatore C_5 alla presa di alimentazione è eseguito con un pezzo di schermo flessibile, come il collegamento di polarizzazione che dalla presa va allo strumento misuratore di griglia.

tenziali anodico o di schermo applicati al tubo. La corrente di griglia alla risonanza dovrà essere di circa 30 mA per 5 W di potenza di pilotaggio. Se la corrente di griglia è bassa, occorrerà effettuare le seguenti regolazioni:

1) Anzitutto regolare il condensatore di neutralizzazione catodico (C_3) per la massima corrente di griglia. La posizione su circa metà capacità risulterà quasi sempre corretta, sebbene potrà essere necessa-

ria un'ulteriore regolazione dopo l'applicazione delle tensioni anodica e di schermo.

2) La posizione del link di accoppiamento di entrata (L_1) deve essere tale da fornire la massima corrente di griglia e il minimo rapporto di onde stazionarie sulla linea coassiale dell'eccitatore.

Il condensatore di accordo della linea di griglia (C_2) e il condensatore di accordo del link di entrata (C_4) debbono essere regolati insieme con la posizione del link L_1 rispetto alla linea di griglia. Si usi un misuratore di onde stazionarie a ponte nella linea di alimentazione, per effettuare molto semplicemente questa regolazione.

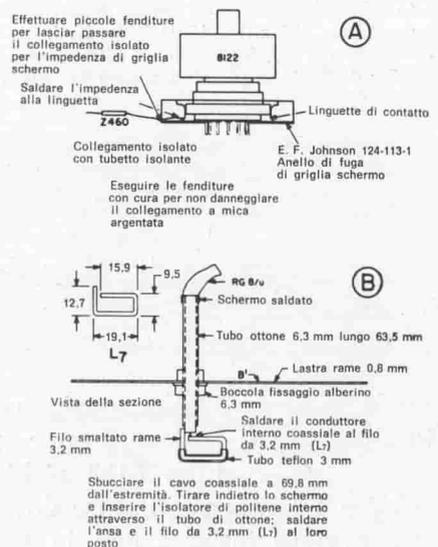


Figura 16

- A - Connessione elettrica della griglia schermo dell'8122.
B - Dettaglio per la costruzione dell'ansa di accoppiamento di uscita L_1 .

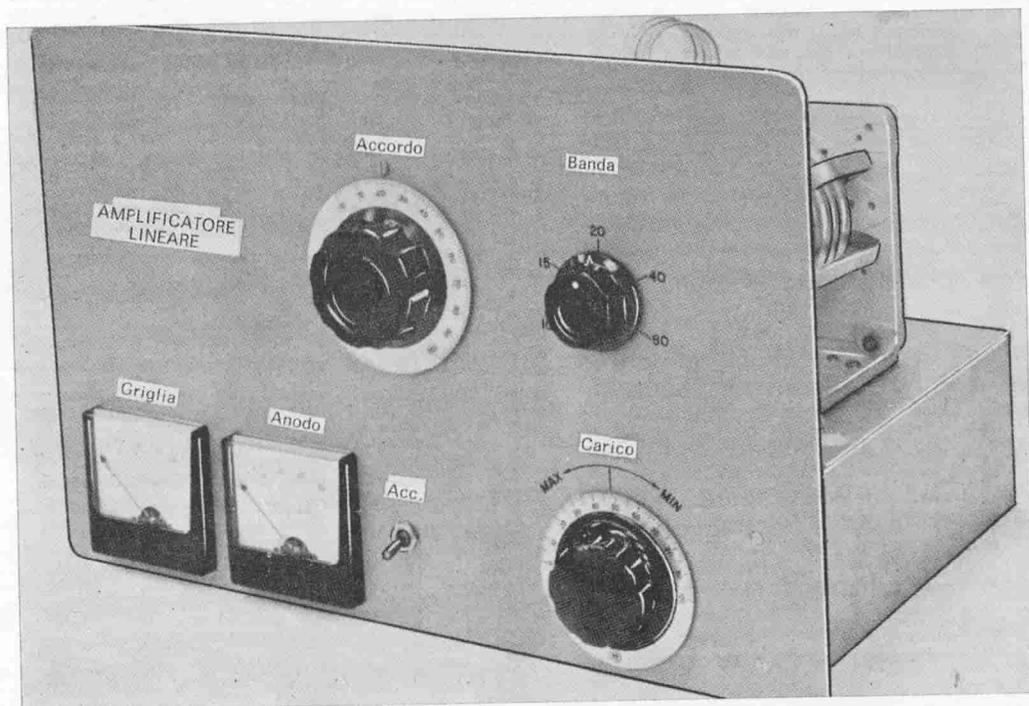


Figura 18

**L'AMPLIFICATORE LINEARE U-2 DA 2 kW NEL PEP DI IMPIEGO GENERALE
PRESENTA FLESSIBILITA' ED ECONOMIA**

L'amplificatore lineare U-2 è progettato per utilizzare una dozzina di combinazioni di tubi trasmettenti, a scelta del costruttore. Vari tipi di tubi usati in questo eccezionale amplificatore sono: 4-1000A, 3-1000Z, 3-400Z, 4-400A, 813, 4CX250B, 4CX300 e 811A. Le caratteristiche sono: accordo di catodo, circuito con griglia a massa. L'amplificatore consente la variazione dei tipi di tubi mediante la sostituzione della piastra di montaggio degli zoccoli.

È usato un circuito volano anodico a pi-greco, con il condensatore di accordo al centro del pannello e il commutatore di banda principale a destra. Gli strumenti di griglia e anodico sono montati sotto lo chassis, a sinistra, con il commutatore di controllo per l'amplificatore al centro, sotto la manopola principale di accordo. Il condensatore di carico di antenna è in basso a destra. L'amplificatore è contenuto in una custodia schermata costruita con lastra di alluminio forato. Il pannello di alluminio è verniciato a spruzzo. Le diciture sono scritte con inchiostro di china e normografo. Il pannello va successivamente riverniciato con vernice trasparente per proteggere le diciture.

L'amplificatore è progettato per una terminazione a 50Ω di uscita e si dovrà usare una linea coassiale a basse perdite (Foam Heliax) dato che la comune linea coassiale a 50Ω (ad esempio RG-8/U) ha perdite proibitivamente alte a questa frequenza di lavoro.

3-3. Amplificatore lineare da 2 chilowatt di PEP (U-2) di impiego generale

In questo paragrafo descriveremo un amplificatore di impiego generale pilotato sul catodo (con griglia a massa).

Previsto per la massima potenza di alimentazione anodica di 2 kW nel picco d'inviluppo, l'amplificatore lineare U-2 può usare la seguente combinazione di tubi, a scelta del costruttore.

Per un livello di 2 chilowatt nel PEP-1 tubo 3-1.000Z, 1 tubo 4-1.000A, 2 tubi 3-400Z, 2 tubi 4-400A, oppure 2 tubi 4-250A. Per un livello di 1.250 W nel PEP: 2 tubi 813. Per un livello di 1.000 W nel PEP: 1 tubo 3-400Z, 1 tubo 4-400Z, 1 tubo 4-250A, 4 tubi 811A, oppure due tubi 4X150A, 4CX250B oppure 4CX300A collegati come triodi a basso μ .

Mediante un'opportuna scelta dei componenti dei circuiti, la configurazione fondamentale della Fig. 18 verrà usata per qualunque delle combinazioni suddette dei tubi, e occorrerà cambiare soltanto gli zoccoli, i camini, i trasformatori di filamento e i componenti minori associati, per adattare l'amplificatore U-2 a qualunque di queste varie combinazioni di tubi.

La costruzione di questo amplificatore d'impiego generale fornisce allo sperimentatore un'unità economica che può essere rapidamente e facilmente modificata per adattarla alle proprie esigenze. Il progetto e la realizzazione dell'amplificatore U-2 sono tali che esso può essere costruito con le normali attrezzature domestiche, con un minimo di utensili e una lavorazione metallica poco complicata.

Anzitutto, il progetto fondamentale e il montaggio rimane invariato usando i vari tipi di tubi. Pertanto il costruttore può iniziare dal progetto

per il livello di 1.000 W nel PEP con 4 economici tubi 811R e in seguito potrà aumentare la potenza al massimo nel PEP prescritto dalle leggi, impiegando la dotazione fondamentale dell'amplificatore U-2.

Di particolare interesse è l'uso della famiglia di tubi 4X150A che sono tetrodi con anodo esterno collegati come triodi a basso μ . Normalmente inadatti per funzionamento in classe B con griglia a massa, questi tubi compatti sono collegati in una esclusiva configurazione con pilotaggio sul catodo per funzionare come semitriodi, con l'elettrodo di schermo del tubo che ricava la sua tensione dal segnale di eccitazione.

Il circuito fondamentale dell'amplificatore

Il circuito fondamentale dell'amplificatore U-2 è riportato nel Figura 19 A., con una tabella delle varie combinazioni di tubi e dei loro parametri di funzionamento riportati nella Fig. 20.

Le modifiche necessarie per adattare il circuito fondamentale all'uso con un particolare tipo di tubo sono illustrate nella Fig. 19 B e sono indicate entro rettangoli tratteggiati nello schema principale.

Il circuito impiega un solo tubo, come ad esempio i tubi con polarizzazione zero 3-1.000Z o 3-400Z. La sostituzione con il tetrodo 4-1.000A oppure 4-400A (funzionanti come triodi ad alto μ) è indicata dalla griglia schermo tratteggiata nello schema; la griglia schermo è fatta funzionare a potenziale di massa. I piedini

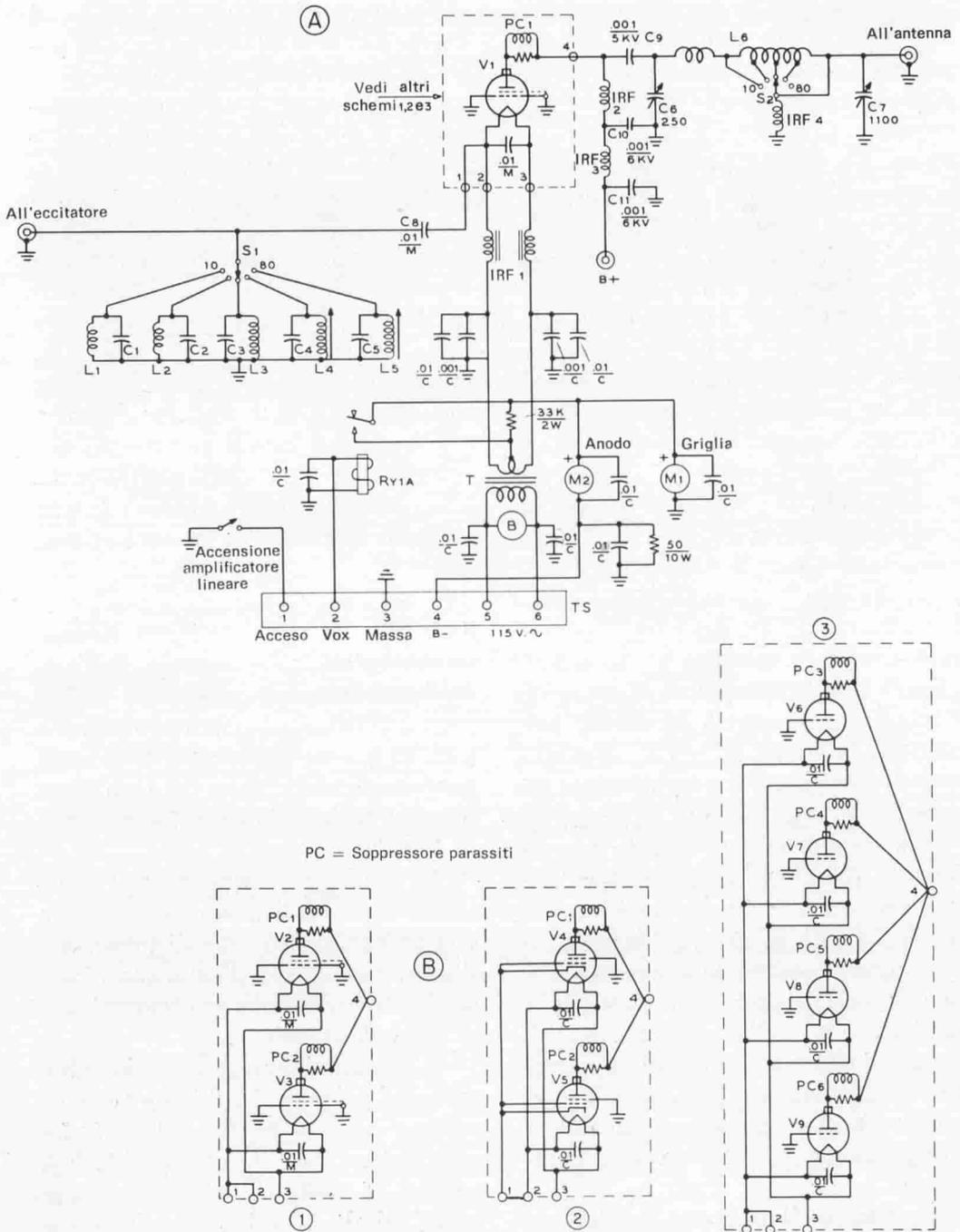


Figura 19

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE LINEARE U-2 CON VARIE COMBINAZIONI DI TUBI

ELENCO COMPONENTI DELLA FIG. 19.

- C_1 - 200 pF - 1500 V condensatore a mica Sangamo H-5320.
 C_2, C_3 - 470 pF condensatore a mica 2500 V. Sangamo H-5347.
 C_4, C_5 - 1000 pF, 1250 V condensatore a mica Sangamo H-2210.
 C_6 - 250 pF, 4,4 kV. Johnson 154-16.
 C_7 - condensatore del tipo da radiorecettore a 3 sezioni 350 pF per sezione.
 C_8 - 0,01 μ F - 600 V condensatore a mica. Sprague H-1110.
 C_9 - 0,001 μ F, 5 kV. Centralab 858S-1000.
 C_{10}, C_{11} - 0,001 μ F, 6 kV a disco. Centralab DD-60.
 L_1, L_2 - 0,15 μ H, 4 spire filo smaltato da 1,6 mm avvolte su supporto National XR-50 da 12,5 mm. Togliere il nucleo da entrambe le bobine.
 L_3, L_4 - 0,31 μ H, 6 spire, filo smaltato da 2 mm avvolte su supporto National XR-50. Togliere il nucleo da L_3 .
 L_5 - 1,3 μ H; 13 spire, filo smaltato 1,2 su supporto National XR-50.
 L_6 - Gruppo bobine e commutatore di banda Barker e Williamson 850A (vedi testo). Le induttanze sono come segue: 80 m, 13,6 μ H; 40 m, 6,5 μ H; 20 m, 1,75 μ H; 15 m, 1,0 μ H; 10 m, 0,8 μ H. Si può usare Air-Dux n. 195-2. Questa bobina deve essere compensata e regolata per risuonare come segue: 80 m, 210 pF; 40 m, 105 pF; 20 m, 52 pF; 15 m, 30 pF; 10 m, 30 pF. Le capacità suddette comprendono la capacità di uscita dei tubi.
 IRF_1 - impedenza 30 A, Barker e Williamson FC-30A.
 IRF_2 - 200 μ H, 1 A. Barker e Williamson 800.
 IRF_3 - 1,72 μ H, J. W. Millen RFC-144.
 IRF_4 - 2 μ H, 100 mA, National R-100.
 PC_1 - 3 spire, diametro 19 mm, Ohmite P-300 con spire tolte.
 S_1 - piastrine ceramiche Centralab UD e gruppo indice P-270.
 B - Ventilatore 115 V. Per 4-1000Z, 3-1000Z, due 3-400Z oppure due 4-400A usare 600 litri al minuto Dayton 1C-180 oppure Ripley LR-81. Per un solo tubo 3-400Z oppure 4-400A usare 400 litri al minuto Fasco 50745-IN. Per due tetrodi della famiglia 4X150A usare 1000 litri al minuto, 600 giri al minuto. Ripley 8445-E.
 T - Trasformatore filamento. Per 4-1000A, 3-1000Z: 7,5 V - 21 A, Stancor P6427. Per due 3-400Z oppure due 4-400A: 5 V, 30 A; Stancor P6492. Per due 813: 10 V-10A; Stancor P6461. Per quattro 811A: 7,5 V-16A; Stancor P6457. Per due tetrodi della famiglia 4X150A: 6 V - 5 A (usare resistore di caduta sul primario); Stancor P-4089.

ALTRE COMBINAZIONI DI TUBI

- Circuito 1 - due 3-400Z, 4-400A oppure 813. PC_2 come PC_1 , vedi schema principale.
 Circuito 2 - due tetrodi della famiglia 4X150A in circuito a basso μ . PC_1, PC_2 - 3 spire filo 1,6 mm smaltato avvolte su resistore a impasto 50 Ω , 2 W.
 Circuito 3 - quattro 811A - da PC_3 a PC_6 uguali al circuito 2, eccetto che le bobine sono da 2 spire.
 Zoccoli e camini - Per 3-100Z usare zoccolo SK-510 e camino SK-516. Per 4-1000A usare zoccolo SK-510 e camino SK-506. Per 3-400Z usare zoccolo SK-410 e camino SK-416. Per 4-400A usare zoccolo SK-410 e camino SK-406. Per 4X150A oppure 4CX250B usare zoccolo SK-640 e camino SK-606. Per 4CX300A usare zoccolo SK-770, con annesso camino.

2-3 e 4 dello zoccolo sono collegati a massa in qualunque caso, sicchè la sostituzione del tubo (4-1.000A al 3-1.000Z e 4-400A al 3-400Z) può essere effettuata senza cambiare le connessioni dello zoccolo del tubo.

L'uso dei due tubi in parallelo è illustrato nella Fig. 19 B, la connessione a tetrodo è indicata dalle griglie schermo tratteggiate. La connessione a triodo a basso μ dei tetrodi con anodo esterno è mostrata nel

Tubo	Potenza alimentaz. nel PEP (Watt)	Tensione anodica	Corrente anodica con segnale 0	Corrente anodica mA (picco)	Corrente di griglia mA (picco)
3-1000Z	2000	2500	160	800	250
		3000	180	667	220
4-1000A	2000	2500	70	800	200
		3000	90	667	170
2 × 3-400Z	2000	2500	150	800	280
		3000	200	667	240
2 × 4-400A 4-250A	2000	2500	130	800	300
		3000	140	667	300
2 × 813	1000	2500	70	400	100
3-400Z	1000	2500	75	400	140
		3000	100	333	120
4-400A	1000	2500	65	400	150
		3000	70	333	150
4X150A 2 × 4CX250B 4CX300A	1000	2000	35	500	0
4 × 811A	1000	1600	150	620	120

Figura 20

TABELLA DEI TUBI PER L'AMPLIFICATORE LINEARE U-2

Sono riportati i parametri tipici di funzionamento per 12 combinazioni di tubi. La corrente anodica con segnale zero varia con la tensione anodica in assenza di carico, aumentando man mano che aumenta la tensione anodica. I valori indicati sono misurati senza polarizzazione catodica (relé *RY* chiuso).

circuito 2, e la connessione per quattro tubi 811A in parallelo è mostrata nel circuito 3.

Il circuito di entrata Per ridurre la distorsione di intermodulazione e per fornire un migliore carico all'eccitatore a SSB è usato il circuito di entrata con accordo del catodo. Il rapporto di onde stazionarie di entrata (misurato tra l'eccitatore e l'amplificatore) si aggira normalmente su 2:1 o meno, a seconda della combinazione di tubi impiegata. La potenza di pilotaggio

si aggira fra 80 e 150 W, come vedremo in seguito.

Siccome gli impulsi di corrente anodica a RF ritornano al catodo del tubo tramite il circuito accordato, è necessario usare condensatori a mica del tipo da trasmissione in questo punto, per sopportare l'alto valore di corrente a RF circolante. L'isolamento del filamento è ottenuto con un'impedenza a RF ad alta corrente (*IRF₁*) a doppio avvolgimento, in serie con i collegamenti di filamento.

L'amplificatore lineare U-2 è polarizzato all'interdizione della corrente anodica nella condizione di

« attesa » da un resistore catodico da 33 k Ω , che viene cortocircuitato dai contatti del relé VOX per il corretto funzionamento dell'amplificatore. La corrente anodica in « attesa » è ridotta virtualmente a zero, e ciò permette di usare l'alimentatore anodico IVS con l'amplificatore.

Il « rumore a diodo » in un vicino ricevitore è anche eliminato durante i periodi di ricezione.

Le correnti di griglia e anodica sono controllate nei collegamenti di ritorno del negativo, evitando così di applicare l'alta tensione allo strumento misuratore anodico, e isolando lo strumento di griglia dal circuito a RF di griglia. Il negativo dell'alimentatore anodico ad alta tensione è perciò a potenziale rispetto a massa a causa del misuratore anodico. Un resistore di sicurezza da 50 Ω è posto sul circuito dello strumento, per proteggere l'operatore nel caso che la bobina dello strumento si interrompa.

Il circuito anodico In questo amplificatore è impiegato un normale circuito anodico a pigreco, che utilizza componenti facilmente disponibili. Il Q del circuito volano anodico varia sotto carico da circa 10, a 80 metri, a oltre 20, a 10 metri, a seconda della combinazione di tubi usati. Il rendimento del circuito anodico però rimane buono in qualunque caso.

Il circuito è progettato per adattare l'amplificatore ad un sistema di antenna a 50 Ω , avente un rapporto di onde stazionarie di 2:1 o migliore.

Un soppressore di parassiti a RL è posto nel collegamento anodico di ciascun tubo, per sopprimere qualunque tendenza verso l'autooscillatore in VHF. Non è necessaria la neutralizzazione e l'amplificatore lineare U-2 rimane stabile sui campi di lavoro da 3,5 a 29,7 MHz.

Costruzione dell'amplificatore L'amplificatore lineare U-2 è costruito su uno chassis di alluminio da 25 \times 43 \times 10 cm ed ha un pannello di alluminio alto 25 cm. Il pannello è tagliato per adattarsi alla custodia disponibile. La costruzione di un'adatta custodia contro le interferenze televisive è trattata nel volume Radio Handbook, nel capitolo « Pratica costruttiva ». Una piastra di fondo è applicata allo chassis per pressurizzarlo e per fornire una corretta schermatura.

E' necessario con tutte le combinazioni di tubi, eccetto che per i tubi 811A e 813, il raffreddamento ad aria forzata. Il ventilatore « a gabbia di scoiattolo » è montato sulla parete posteriore dello chassis e spinge l'aria nello scomparto dello chassis, attraverso lo zoccolo del tubo e successivamente al bulbo e alle guarnizioni anodiche del tubo o dei tubi.

Se si sono previste variazioni nei tipi dei tubi, è consigliabile costruire una piastra intercambiabile per gli zoccoli dei tubi, ciò che è stato fatto nell'apparato che descriviamo. La piastra intercambiabile di montaggio degli zoccoli misura 26 \times 18 cm ed è fissata al suo posto con viti da 4 mm.

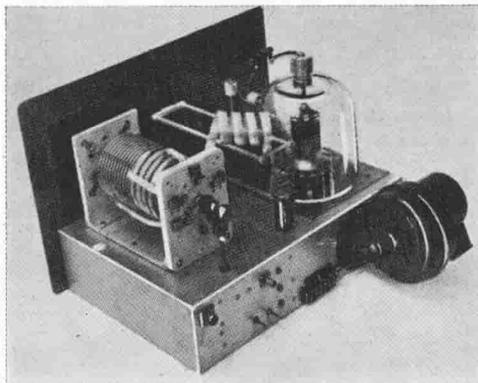
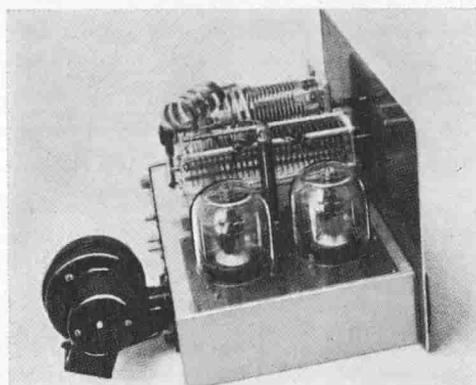
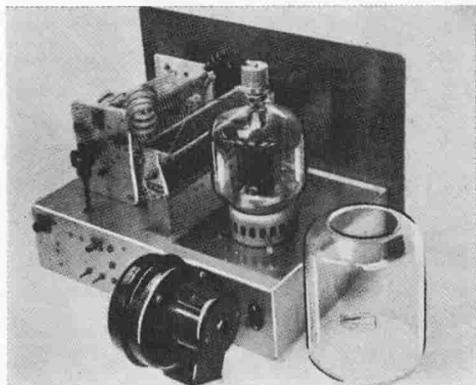


Figura 21

**IL VERSATILE AMPLIFICATORE LINEARE U-2
PUO' USARE VARIE COMBINAZIONI DI TUBI
CON ALTO RENDIMENTO**

(In alto a sinistra). - Un solo tubo 3-1000Z funziona con 2 kW di livello di potenza nel picco dell'involuppo con potenziali anodici fra 2500 e 3000 V. Le basse esigenze di pilotaggio del tubo 3-1000Z (65W nel PEP) lo rende ideale per piccoli eccitatori o ricetrasmittitori. Il tubo e il ventilatore sono a destra, con il condensatore di accordo anodico al centro, montato su piccoli squadretti di alluminio. L'accoppiamento flessibile e il gruppo di ingranaggi ad angolo retto per il circuito volano catodico sono visibili dietro il gruppo del commutatore di banda del circuito anodico. La connessione fra la bobina anodica e il condensatore di carico passa attraverso un foro da 19 mm a sinistra, che è chiuso con gomma ai siliconi bianca (per pressurizzare lo chassis).

(In alto a destra) - Il tubo 4-1000A fornisce il massimo livello legale di potenza con potenziale anodico di 3500 V. Il livello di pilotaggio è di circa 100 W nel PEP e aumenta gradualmente man mano che la tensione anodica diminuisce. La minima tensione consigliata è di 2700 V. Il connettore ad alta tensione è a destra del ventilatore, con la presa coassiale di antenna all'estremità sinistra dello chassis. Il connettore di entrata è adiacente alle viti di



contatto della bobina catodica che lo fissano alla parete posteriore dello chassis. Le bobine sono, dall'alto in basso) 10, 15 e 20 m, con i nuclei per 40 e 80 m a sinistra, sotto la presa coassiale.

(In basso a destra). - Due tubi 3-400Z forniscono una potenza di picco d'involuppo di 2 kW. Sono usati separati soppressori di spurie sostenuti dall'impedenza anodica a RF posta al centro fra i tubi e il condensatore di accordo. Il condensatore di fuga ceramico a disco è posto in basso dell'impedenza e il collegamento anodico passa attraverso un piccolo gommino montato sulla piastra dello zoccolo del tubo.

Però, se si deve usare un particolare tubo o una particolare combinazione di tubi che faccia uso dello stesso tipo di zoccolo, è più facile e più economico forare lo chassis princi-

pale per gli zoccoli necessari ed eliminare la piastra intercambiabile.

Il condensatore di accordo del circuito anodico (C_6) è al centro dello chassis ed è montato su 2 squadretti

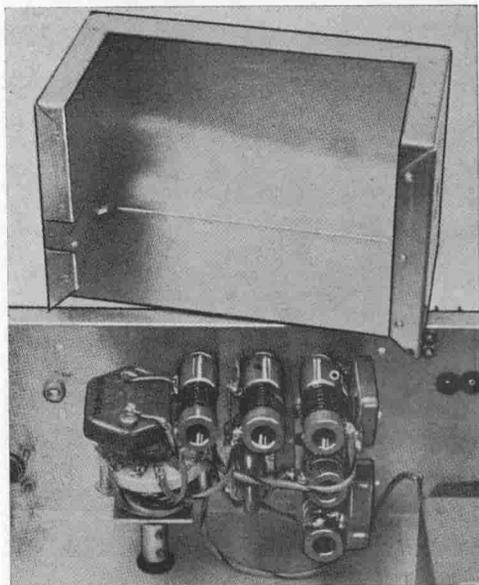


Figura 22

VISTA D'INSIEME DEL CIRCUITO VOLANO CATODICO

Il commutatore catodico è montato su uno squadretto di alluminio dietro lo chassis ed è pilotato dal gruppo commutatore principale mediante un gruppo di ingranaggi a 90° e un accoppiamento di alberino. Viene usato un contatto sì e uno no del commutatore, per ottenere la commutazione a 60°. Il meccanismo di arresto del commutatore va tolto prima dell'installazione. Ai terminali delle bobine sono saldati condensatori a mica mediante filo stagno.

La bobina per 80 m è a sinistra, e le bobine per 40 e 20 m sono a destra. In basso a destra vi sono le bobine per 10 e 15 m. La chiusura schermante (in alto) è ricavata da uno chassis di alluminio ed è fissata con viti autofilettanti attraverso lo chassis principale.

di alluminio alti 5 cm che danno all'alberino del condensatore la stessa altezza dell'alberino del gruppo commutatore principale di banda.

Il gruppo commutatore di banda è posto su un lato dello chassis e comanda il commutatore di catodo

(S_1) mediante un accoppiamento isolato e flessibile, e un gruppo d'ingranaggi ad angolo retto. Il circuito volano catodico è montato in un comparto sotto lo chassis, come si vede nella Fig. 22.

La posizione dei componenti sotto lo chassis è usuale, ed è mostrata nelle fotografie (Figg. 19 A e B).

I componenti principali rimangono gli stessi per tutte le combinazioni di tubi, con eccezione del trasformatore di filamento e degli zoccoli dei tubi.

I due misuratori di corrente sono montati in fori di dimensioni opportune effettuati attraverso il pannello e lo chassis, e il condensatore di carico del circuito anodico (C_7) è posto all'estremità opposta dello chassis rispetto agli strumenti, sotto il gruppo commutatore principale di banda. Questo condensatore è montato su squadretti di alluminio situati frontalmente e dietro la struttura.

Immediatamente dietro il condensatore di carico vi è il condensatore di filamento, sostenuto mediante piccoli squadretti di alluminio fissati alle viti del trasformatore. Il trasformatore verrà sistemato in posizione dopo aver effettuato i collegamenti del circuito volano catodico e dopo che sia stata applicata al suo posto la chiusura.

I terminali di griglia dello zoccolo del tubo sono collegati a massa allo chassis mediante brevi tratti di piattina di rame. Nel caso degli zoccoli SK-410 e SK-510, le piattine passano attraverso fenditure nella parete dello zoccolo e sono saldate direttamente ai piedini dello zoccolo.

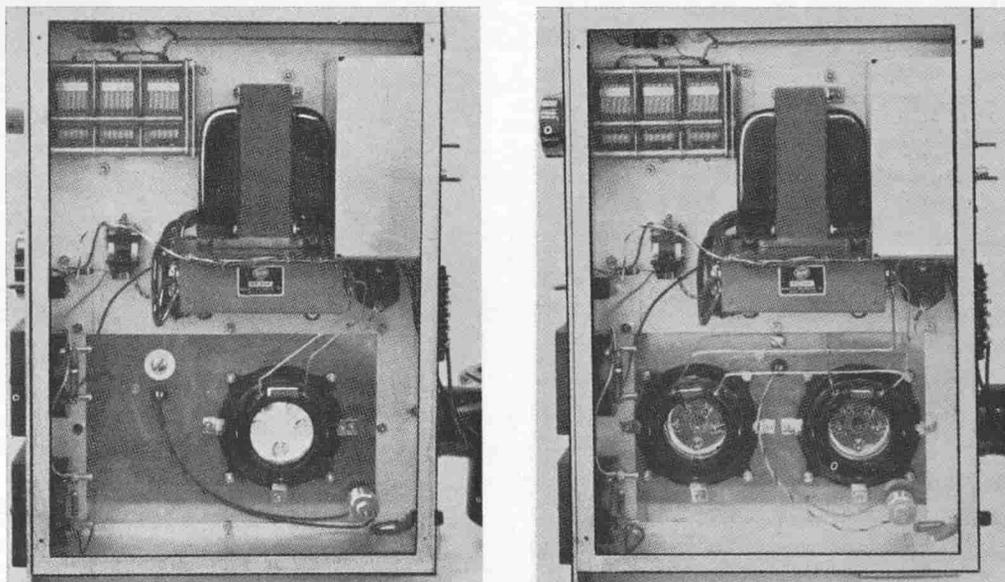


Figura 23

LO CHASSIS DELL'AMPLIFICATORE LINEARE U-2 VISTO DAL BASSO

- A** - Disposizione per la configurazione con un solo zoccolo per tubo 3-1000Z oppure 4-1000A. Il condensatore di uscita del circuito a pi-greco e la impedenza a RF di uscita sono a sinistra nello chassis, con il trasformatore di filamento a destra. Immediatamente a destra sono l'impedenza di filamento e il relé del circuito catodico. A sinistra vi è il comparto del circuito catodico, col condensatore di accoppiamento C_3 montato su un corto isolatore ceramico sotto di esso. Un condensatore di fuga a mica è posto fra il terminale di filamento dello zoccolo del tubo e i tre terminali di griglia sono collegati a massa mediante brevi tratti di striscia di rame. Dietro lo zoccolo vi è l'impedenza per VHF e i condensatori di fuga ad alta tensione, che possono essere o a disco oppure a bottone per TV, per una tensione di 6 kV o più alta. Condensatori di fuga sono posti fra i terminali dello strumento.
- B** - Disposizione per la configurazione per due zoccoli per due tubi 3-400Z oppure 4-400A. Gli zoccoli sono collegati in parallelo con filo di rame stagionato, e i terminali di griglia sono collegati a massa con piattine di rame. Condensatori di fuga a mica sono posti fra i terminali dei filamenti in ciascuno zoccolo. Il trasformatore di filamento è montato sul suo fianco, fissato allo chassis con squadretti di alluminio fissati alle viti del pacco lamellare. Se si usa un condensatore di carico di antenna a quattro sezioni, il trasformatore di filamento e l'impedenza di filamento dovranno essere spostati per lasciare un adeguato posto. La posizione delle parti non è critica, purché i collegamenti di filamento siano tenuti corti.

I comuni zoccoli ceramici non sono consigliabili per i tubi 3-400Z oppure 3-1.000Z, dato che impediscono la circolazione di aria di raffreddamento e viene esercitata una eccessiva pressione laterale sulla base di vetro e sulle guarnizioni del tubo.

Un condensatore di fuga è posto tra i piedini di filamento di ciascuno zoccolo per tubo, e il circuito di filamento è accoppiato al circuito accordato catodico e all'eccitatore attraverso un condensatore a mica del tipo da trasmissione da 0,01 μ F.

Il circuito accordato catodico

Il semplice circuito volano catodico è costituito da circuiti risonanti in parallelo ad accordo fisso, uno per ciascuna banda dilettantistica. Le bobine sono avvolte distanziate su supporti con nucleo accordabile (i nuclei vanno tolti per i supporti da 10, 15 e 20 metri). Un condensatore a mica è posto sui terminali di ogni bobina, orientato in maniera da permettere a tutti i circuiti volano catodici di venire raggruppati attorno al commutatore di banda.

Ciascun circuito accordato deve essere tarato per la risonanza mediante l'aiuto di un ondometro-oscillatore ad assorbimento, prima di venire montato sulla parete posteriore del telaio.

Le sequenze di allineamento normali sono 3,8, 7,2, 14,2, 21,3 e 28,6 MHz. I circuiti accordati sono poi montati al loro posto, raggruppati attorno al commutatore di banda. Il terminale inferiore di ciascuna bobina è collegato a massa allo chassis al dispositivo di montaggio del supporto.

Si collegano i circuiti al commutatore di banda e si dispone sull'insieme uno chassis avente le dimensioni di $10 \times 10 \times 20$ cm, funzionante da schermo. Lo schermo è tenuto in posizione mediante viti autofilettanti avvitate attraverso lo chassis principale.

Il commutatore di banda catodico (S_1) è comandato dall'alberino del commutatore anodico mediante un gruppo di ingranaggi ad angolo retto, il cui alberino passa attraverso un

gommino fissato al piano dello chassis. Il commutatore di banda del circuito catodico è montato sulla parete posteriore dello chassis su uno squadretto angolare in alluminio. La piastrina del commutatore è a 12 posizioni, ceramica, del tipo con cortocircuito, con i contatti usati alternativamente per fornire un'indicazione a 60° così da adattarsi a quella del gruppo commutatore anodico di banda. La sfera di scatto del commutatore S_1 va tolta, per permettere al commutatore di seguire facilmente l'indice del commutatore di banda anodico.

Il commutatore catodico è allineato sullo squadretto di montaggio in modo da consentire la corretta rotazione del cursore e per permettere una facile rotazione man mano che viene ruotata la manopola del commutatore di banda sul pannello frontale.

Il grande meccanismo di scatto del commutatore anodico di banda (S_2) dovrà essere lubrificato con un sottile strato di grasso per diminuire lo sforzo sul commutatore. Con l'allineamento corretto del commutatore catodico si otterrà un sistema di commutatore di banda a comando unico facile e sicuro, esente da inconvenienti ed economico.

Il circuito anodico a pi-greco

Il commutatore di banda anodico a torretta può essere usato così com'è per tutte le combinazioni di tubi elencate. Il Q del circuito anodico è leggermente minore di 10 a 3,5 MHz e se si prevede un frequente funzionamento in tele-

grafia su 80 metri è opportuno eliminare alcune spire da un'estremità della bobina di 80 metri per migliorare il rapporto LC e il Q del circuito. Dall'altro lato, il Q del circuito è relativamente alto sulla banda dei 10 metri.

È necessario aumentare la distanza fra le spire dell'induttanza a striscia su 10 metri, particolarmente quando vengono usati tubi aventi una capacità di uscita relativamente alta (come i tubi 811A oppure 813). In questo caso l'eliminazione di parte di una spira sulla induttanza a striscia può essere necessaria per permettere l'accordo del circuito accordato anodico sulla parte a frequenza più alta nella banda dei 10 metri.

Una corretta risonanza del circuito volano può essere facilmente determinata con un ondometro-oscillatore ad assorbimento prima di porre in funzione l'amplificatore. Nelle normali circostanze (e particolarmente quando si usa un solo tubo) non è necessario alterare l'induttanza per 10 metri.

Nelle condizioni di alto rapporto di onde stazionarie di antenna può essere necessario mettere in parallelo al condensatore di carico del circuito anodico (C_7) un condensatore a mica da trasmissione da 500-1.000 pF per permettere l'ottimo carico dell'amplificatore, particolarmente sulla banda degli 80 metri. Il condensatore ausiliario di carico può essere inserito nel circuito mediante l'aggiunta di un commutatore rotante ceramico situato vicino al condensatore variabile di carico.

Uso di tetrodi con anodo esterno

Normalmente la famiglia di tetrodi con anodo esterno (4X150A, 4CX250B e 4CX200A) non viene impiegata nei circuiti con griglia a massa in classe B, dato l'eccezionalmente elevato livello di corrente di griglia che si ha e che può distruggere il tubo. Invece, è possibile e pratico ottenere buone prestazioni con bassi valori di corrente di griglia, collegando questi tubi come triodi a basso μ , con la griglia controllo collegata al catodo (Fig. 25).

In queste condizioni, la griglia controllo continua ad avere un certo effetto sulla corrente di elettroni, dato che la corrente anodica residua con segnale zero in questo modo di funzionamento è bassa. La « potenza passante » è piuttosto alta e di conseguenza il livello di pilotaggio per questo modo di funzionamento è circa di 80-90 W per tubo: la maggior parte di questa potenza appare nella potenza di uscita dell'amplificatore. Questo livello di pilotaggio è ampiamente dentro la capacità della maggior parte di moderni eccitatori a SSB o di ricetrasmittitori.

Siccome lo schermo del tetrodo è a massa in questo circuito, si può usare un economico zoccolo con sistema di raffreddamento in aria, che non abbia condensatori di fuga e di schermo.

L'uso di zoccoli loctal ceramici (del tipo da ricevitori) per i tubi 4X150A oppure 4XC250B non è consigliabile, dato che la temperatura dello zoccolo del tubo non può essere controllata applicando l'aria di raf-

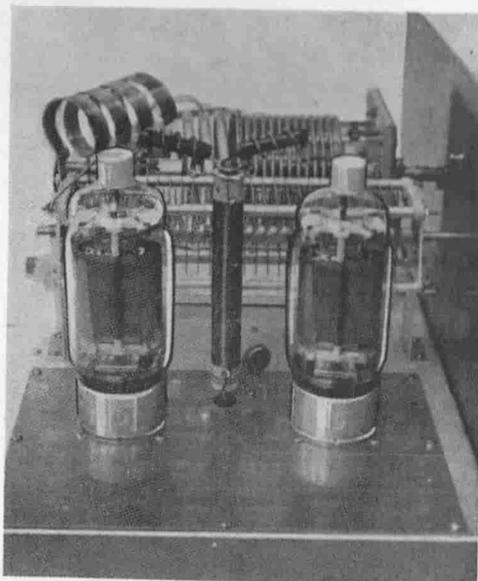
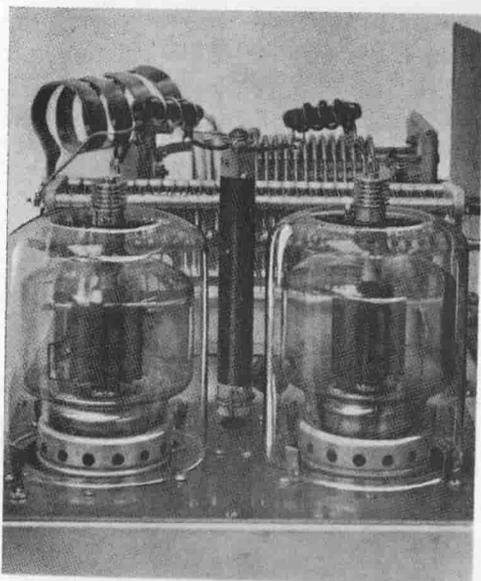


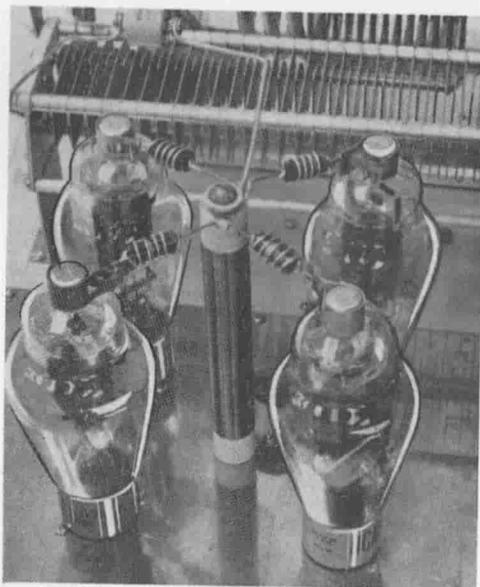
Figura 24

**NEL CIRCUITO CON GRIGLIA A MASSA
DELL'AMPLIFICATORE U-2 POSSONO ESSERE
USATI TRIODI O TETRODI**

(In alto a sinistra). - Due tetrodi 4-400A sono fatti funzionare come triodi in classe B con griglia a massa, con livello di potenza di uscita di 2 kW, nel PEP. I piedini degli zoccoli 2, 3 e 4 sono a massa, e le correnti di griglia e di schermo combinate sono controllate nel collegamento di ritorno del negativo, come si vede nello schema. Sono usati zoccoli per raffreddamento ai bulbi dei tubi. I camini sono tenuti in posizione mediante piccoli fermagli fissati alle viti degli zoccoli.

(In alto a destra). - Come amplificatori con griglia a massa possono essere adottati i comuni tubi 813 con i piedini degli zoccoli 3, 4 e 5 collegati a massa alle viti di fissaggio degli zoccoli, mediante piattine di rame. Il raffreddamento ad aria forzata non è necessario, ma un piccolo motore fonografico (a gabbia di scoiattolo a 3200 giri) e un'elica di alluminio a 4 pale, montate nella custodia dell'amplificatore, orientano l'aria di raffreddamento nella zona anodica dei tubi.

(In basso a destra). - Quattro triodi tipo 811A forniscono 1 chilowatt in maniera molto economica. Sono usati 4 soppressori di oscillazioni parassite, fissati al terminale superiore della bobina a RF anodica. Si usi un piccolo motore fonografico per raffreddamento, con la ventola montata nella custodia dell'amplificatore, per far circolare l'aria attorno ai bulbi dei tubi,



freddamento. Dovrà essere usato un ventilatore ad alta velocità (6.000 giri al minuto) per fornire il necessario volume di aria attraverso lo zoccolo e vincere la contropressione

creata dal raffreddatore anodico di questi piccoli tubi.

Varie combinazioni pratiche di tubi L'amplificatore lineare U-2 può usare qualunque delle dieci o più combinazioni di tubi che sono elencate nella tabella di Fig. 20. Oltre alle combinazioni riportate, si possono usare altre combinazioni, come ad esempio quattro tubi 4-125A in parallelo in circuito con griglia a massa. Si possono anche usare i tetrodi « surplus » tipo 803, oppure qualunque altra pratica combinazione di tubi che presentino un'impedenza di carico anodico che cada nell'ampio campo fra 1.500 e 3.000 Ω con un potenziale anodico di 1.000-3.500 V.

Indipendentemente dal tubo o dai tubi usati, occorrerà fare attenzione ad accertarsi che il circuito sia esente da oscillazioni parassite e sia stabile alla frequenza di funzionamento. Occorre notare che la corretta tensione di filamento per la famiglia di tubi 6X150A è di 6,0 V, che può essere ottenuta da un trasformatore a 6,3 V con un adatto resistore di caduta nel circuito primario.

Accordo e regolazione dell'amplificatore Dopo che l'amplificatore sia stato collegato e controllato, esso è pronto per le regolazioni preliminari di accordo; queste saranno meglio compiute impiegando un ondometro-oscillatore ad assorbimento (grid-dip meter).

La piastra inferiore dello chassis dovrà essere al suo posto e il ventilatore dovrà funzionare quando si applica la tensione di filamento.

Si pone il condensatore di carico anodico sulla massima capacità e si pone il commutatore di banda nella posizione 80 m (i circuiti catodici sono stati precedentemente regolati e non richiedono alcuna altra attenzione). Sugli 80 m e su ogni banda a frequenza più alta, il condensatore di accordo anodico verrà fatto risuonare a una frequenza intermedia della banda, con l'ondometro-oscillatore ad assorbimento e si prende nota della regolazione del condensatore.

Si collega un'antenna fittizia all'amplificatore e si applica la tensione anodica. Si controlla la corrente anodica residua con segnale zero e

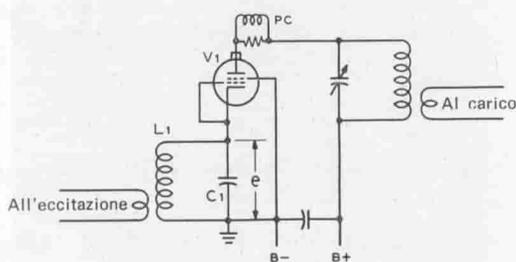


Figura 25

CONNESSIONE A BASSO μ PER TETRODI CON ANODO ESTERNO

I tetrodi ad alta transconduttanza con anodo esterno (4X150A, 4CX250B e 4CX300A) possono funzionare in classe quasi B con gli elettrodi di catodo e di griglia pilotati in parallelo. La griglia schermo è a massa e il potenziale catodo-schermo è ricavato dalla tensione di eccitazione.

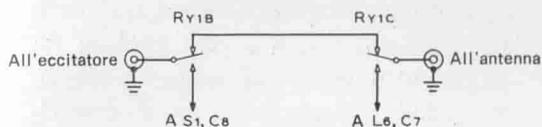


Figura 26

MODIFICA DEL RICETRASMETTITORE

Una semplice modifica del relé permette di usare l'amplificatore con un ricetrasmittitore. RY_1 è modificato in una configurazione a tre vie - due posizioni. Un gruppo di contatti serve per il circuito di « attesa » catodica (vedi schema) e gli altri due servono per inserire o disinserire l'amplificatore dal circuito dal ricetrasmittitore all'antenna. Il relé originario può essere usato insieme con un relé miniatura di antenna, avente isolamento in steatite (Phillips-Advance tipo AM-2C con opportuna bobina).

si varia il condensatore di accordo anodico attraverso il suo campo mentre si osservano gli strumenti misuratori delle correnti di griglia e anodica. Qualsiasi variazione della corrente anodica oppure l'indicazione di corrente di griglia può costituire un sintomo di oscillazione parassita. Se si nota una tale oscillazione, si può determinare la frequenza di oscillazione mediante l'ondametro-oscillatore ad assorbimento usato come semplice ondometro.

L'esperimentatore dovrà condurre questa prova con attenzione, poiché i circuiti ad alta tensione sono scoperti e vi è il pericolo di scosse accidentali quando l'amplificatore viene fatto funzionare senza una chiusura protettiva.

La corretta soppressione delle oscillazioni parassite viene ottenuta regolando il numero di spire della

bobina anodica di soppressione delle oscillazioni parassite (PC). Se la bobina ha troppe spire, il resistore in parallelo si surriscalderebbe sulle bande di 10 e 15 metri. Se la bobina ha poche spire, la soppressione delle frequenze parassite risulterà insufficiente.

I dati del soppressore sono molto prossimi al valore ottimo e se si rileva una debole oscillazione parassita, essa può ulteriormente venire ridotta o eliminata stringendo fra loro le spire della bobina per aumentare l'induttanza.

Dopo che si è riscontrato che l'amplificatore è esente da instabilità causata da parassiti, esso può essere collegato all'eccitatore. Il condensatore di accordo e il commutatore di banda vanno regolati per la banda usata e si applica la tensione anodica. Come segnale di prova si userà un basso livello di iniezione di portante. Successivamente si aumenta gradualmente il pilotaggio così da raggiungere una corrente anodica dell'amplificatore di circa 150 mA. Si controlla la risonanza anodica (l'avvallamento di corrente anodica è piccolo in queste condizioni e sarà utile impiegare un misuratore di uscita o un misuratore di onde stazionarie a ponte tra l'amplificatore e il carico di antenna).

Si aumenta il carico anodico e di conseguenza la corrente di griglia diminuirà. Il processo di aumento di pilotaggio di griglia e di regolazione di carico continuerà fino ad ottenere all'incirca i valori di corrente di griglia e anodica riportati nella tabella, alla risonanza del circuito anodico.

Siccome il campo del condensatore di carico C_7 è alquanto grande, la corretta posizione di questo comando è piuttosto critica (da 1 a 2 divisioni del quadrante).

La regolazione di carico dovrà cominciare con il condensatore completamente chiuso per 80 e 40 m, chiuso circa a metà per 20 e 15 m, chiuso circa a 1/3 per 10 m.

Si apporteranno variazioni della capacità del condensatore di carico di una divisione alla volta e si prende nota della posizione finale del condensatore per usi futuri. La corrente anodica fuori risonanza risulterà di solito di 100 mA circa più alta del valore alla risonanza con carico.

Dopo aver ottenuto il corretto rapporto tra corrente di griglia e anodica al desiderato livello di potenza di picco, si toglie la portante e si pilota l'amplificatore con un segnale vocale a SSB. Si regolano le correnti di griglia e anodica circa su 1/3-1/2 di quelle indicate per i livelli di potenza di picco elencati nella tabella.

L'amplificatore non dovrà mai essere pilotato agli indicati livelli di corrente di picco da un segnale vocale, poichè altrimenti ne deriveranno gravi sovraccarichi e conseguenti distorsioni.

Quando tetrodi con anodo esterno collegati come triodi a basso μ sono usati nell'amplificatore lineare U-2,

la corrente di griglia misurata risulta alquanto bassa e può variare da pochi milliampere ad un certo valore negativo, a seconda del grado di carico di antenna e delle caratteristiche del segnale di pilotaggio. Con un segnale a tono unico (portante) come quello usato per l'accordo, il pilotaggio di griglia e il carico anodico verranno regolati in modo che la corrente di griglia misurata risulti limitata a 10 mA o meno. La corrente di griglia nominale è zero, ed essa viene ottenuta quando i tubi sono fortemente caricati. In queste condizioni il rendimento è migliore e la distorsione di intermodulazione è minore.

Un eccessivo carico di antenna sarà indicato dalla corrente di griglia negativa e un'eccessiva eccitazione verrà indicata da un'alta corrente positiva di griglia, che in ogni caso dovrà essere limitata a meno di 50 mA per proteggere i tubi.

La regolazione dell'amplificatore non è critica e può essere facilmente eseguita aumentando gradualmente il livello di pilotaggio man mano che viene variato il carico del circuito anodico, per ottenere una corrente nulla di griglia al livello di potenza di picco.

Quando si usa un segnale di pilotaggio vocale, la corrente di griglia dovrà leggermente oscillare attorno al valore zero, di solito in direzione negativa.

Apparati ausiliari

4-1. Il transistore ad effetto di campo

Il transistore ad effetto di campo (FET) o transistore unipolare è un dispositivo amplificatore con canale N oppure P che modula il flusso di corrente in un canale di semiconduttore mediante la formazione di regioni di deplezione (perdita di portatori di corrente: elettroni o lacune) fra la sorgente di elettroni e il collettore (*drain*).

Il controllo della deplezione è esercitato da un *gate* (elettrodo di controllo) costituito da una giunzione di materiale opposto intrinseco che comprende parte del percorso di conduzione (Fig. 1).

Quando si applica una polarizzazione esterna inversa, la regione di deplezione si estende nel ramo di conduzione, respingendo così la circolazione di portatori attraverso il canale.

Alla massima polarizzazione dell'elettrodo di controllo, la regione di deplezione è quasi completa e il canale è ridotto. In conclusione, la sezione conduttrice del canale è con-

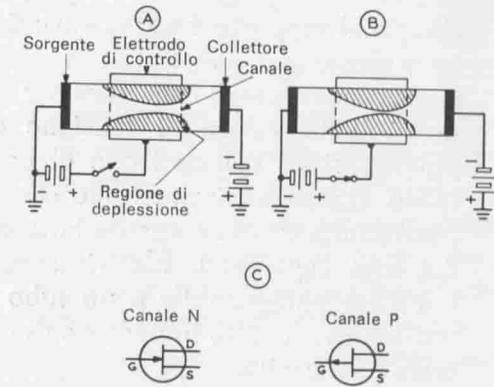


Figura 1

Il controllo della deplezione è esercitato da un elettrodo di controllo di materiale intrinseco posto sul percorso di conduzione.

trollata dal segnale di polarizzazione. Quest'azione è analoga a quella che avviene nei tubi elettronici, dove un potenziale sulla griglia influisce sulla corrente anodica, ma la carica data dal segnale non circola in maniera importante nella regione fra il catodo e l'anodo.

La resistenza di entrata del FET è estremamente alta, dell'ordine di molti megaohm. L'impedenza di usci-

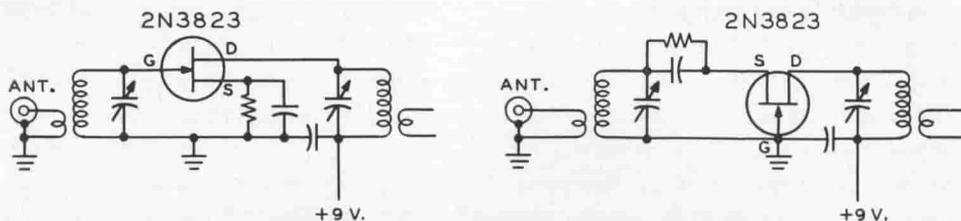


Figura 2

TIPICI CIRCUITI DI AMPLIFICATORI A RF CON FET

ta è alquanto più bassa ed è proporzionale al rapporto fra una variazione di tensione di collettore e la variazione di corrente di collettore per un determinato valore di tensione di polarizzazione dell'elettrodo di controllo. Questa variazione può essere confrontata con la transconduttanza dei tubi elettronici. Elettricamente il FET è paragonabile a un tubo a tetrodo avente alte impedenze di entrata e di uscita.

Il transistoro ad effetto di campo presenta buona immunità alla modulazione incrociata ed è molto adatto ad essere usato come amplificatore per onde corte e per VHF nei ricevitori. Nella Fig. 2 sono riportati tipici amplificatori per RF con FET.

4-2. Amplificatori lineari con griglia a massa

Nella Fig. 3 è illustrato un tipico amplificatore con griglia a massa.

Il segnale di pilotaggio è applicato fra la griglia e il catodo, con la griglia tenuta a potenziale a RF di massa. La griglia controllo serve come schermo fra il catodo e l'anodo,

rendendo così superflua la neutralizzazione alle frequenze medie e alte.

Si possono usare in questa configurazione triodi ad alto μ e tetrodi collegati a triodo. Occorre fare attenzione a controllare la corrente della griglia N. 1 dei tubi a tetrodo, la quale può diventare eccezionalmente alta in alcuni tipi di tubi (della famiglia 4X150A) e danneggiare il tubo, a meno che non venga usato un circuito di protezione del tipo di quello illustrato nella Fig. 4.

Triodi con polarizzazione nulla (811A, 3-400Z e 3-1.000Z) e alcuni tetrodi collegati a triodo (813 e 4-400A, per esempio) non richiedono alcun alimentatore di polarizzazione e si può ottenere una buona linearità con un minimo di componenti circuitali.

Un miglioramento, dell'ordine di 5-10 decibel, nella distorsione d'intermodulazione si può ottenere facendo funzionare questi tubi nel modo con griglia a massa, rispetto a quando gli stessi tubi funzionano in classe AB₁, con pilotaggio sulla griglia.

Il miglioramento nella cifra di distorsione varia a seconda del tipo di tubo, ma tutti i così detti triodi

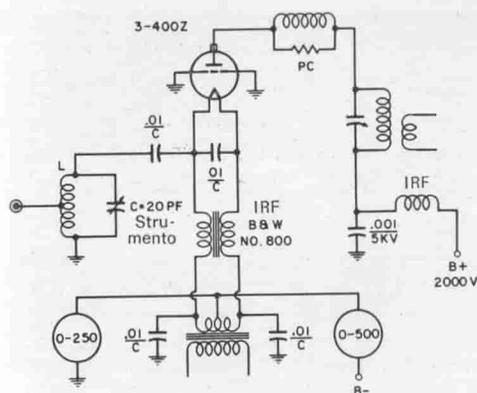


Figura 3

SEMPLICE AMPLIFICATORE LINEARE CON GRIGLIA A MASSA

È necessario l'accordo catodico ($L-C$) per evitare la distorsione della forma d'onda del segnale di pilotaggio.

per griglia a massa e i tetrodi collegati a triodo presentano un certo miglioramento nella cifra di distorsione quando sono pilotati sul catodo, rispetto a quando sono pilotati sulla griglia.

Triodi ad alto μ pilotati sul catodo

I triodi ad alto μ possono essere usati con vantaggio nel funzionamento con pilotaggio sul catodo (griglia a massa). La schermatura intrinseca dei tubi ad alto μ è migliore di quella dei tubi a basso μ e i primi presentano un migliore guadagno per stadio e richiedono minore pilotaggio rispetto ai secondi, a causa della minore « potenza passante ».

Il carico resistivo del circuito di entrata o del circuito di pilotaggio

non è necessario a causa della costante potenza passante di carico sull'eccitatore, purchè esista un sufficiente Q nel circuito volano catodico.

Invece, i triodi a basso μ richiedono segnali di pilotaggio estremamente grandi quando vengono fatti funzionare nella configurazione con pilotaggio catodico, e il guadagno dello stadio risulta relativamente basso. Inoltre la schermatura fra i circuiti di entrata e di uscita è meno efficiente rispetto a quella esistente nei triodi ad alto μ .

Polarizzazione con griglia a massa

I triodi a medio μ che richiedono la polarizzazione di griglia possono essere usati con pilotaggio sul catodo, quando la griglia viene adeguatamente fuggata verso massa e polarizzata al corretto potenziale negativo continuo.

Però, l'alimentatore di polarizzazione per tali circuiti, deve possedere una buona stabilità di tensione in presenza di corrente di griglia, in modo che il valore di polarizzazione continua non vari al variare della corrente di griglia dello stadio. Adatti alimentatori per questo modo di funzionamento sono riportati nei paragrafi riguardanti gli alimentatori.

I valori approssimati di tensione di griglia per un amplificatore lineare possono essere ottenuti dai dati per funzionamento ad audiofrequenza, riportati in molti manuali dei tubi, di solito previsti per funzionamento in controfase in classe AB_1 oppure AB_2 . Siccome il tubo funziona ugualmente

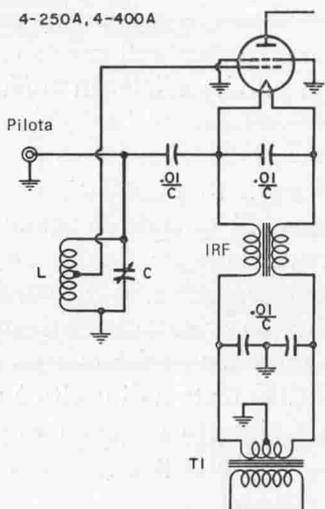


Figura 4

IL CIRCUITO DI ENTRATA CON PRESA INTERMEDIA RIDUCE L'ECESSIVA DIS-SIPAZIONE DI GRIGLIA NEI CIRCUITI CON GRIGLIA A MASSA

$C = 20 \text{ pF}$ per ogni metro di lunghezza d'onda

$IRF =$ Avvolgimento doppio su supporto di 12,5 mm, lungo 8,5 cm, con nucleo di ferite (Lafayette Radio, N.Y.C. tipo MS-333).

se è pilotato da un segnale audio oppure da un segnale a RF, i parametri audio possono essere usati per servizio lineare, ma le correnti continue debbono essere divise per due quando si usa un solo tubo, poichè i dati ad audiofrequenza di solito si riferiscono a due tubi. I dati per il funzionamento con griglia a massa per due triodi molto diffusi sono riportati nella Fig. 5.

Il circuito accordato catodico

Per effetto del carico di corrente di griglia e anodica del circuito di entrata sull'uno o l'altro semiperiodo da uno stadio a un solo polo caldo si genera distorsione del-

AMPLIFICATORE LINEARE IN CLASSE AB_2 CON TUBO 304 PILOTATO SUL CATODO

Tensione anodica . .	1500	2000	3000 V
Tensione di griglia *	-65	-90	-145 V
Corrente anodica con segnale zero . .	130	100	75 mA
Corrente anodica massima con segnale a un solo tono .	480	380	320 mA
Massima potenza alimentazione . .	720	760	960 W
Massima potenza pilotaggio	70	55	60 W
Impedenza entrata catodica **	195	260	385 Ω
Impedenza carico anodico	1850	3000	5500 Ω
Uscita massima . .	510	530	715 W

AMPLIFICATORE LINEARE IN CLASSE AB_2 PILOTATO SUL CATODO CON TUBO 450TH

Tensione anodica . .	1500	3000	4000 V
Tensione di griglia *	0	-50	-85 V
Corrente anodica con segnale zero . .	50	200	150 mA
Corrente anodica massima con segnale a un solo tono .	400	450	335 mA
Massima potenza alimentazione . .	600	1350	1340 W
Massima potenza pilotaggio	70	105	70 W
Impedenza entrata catodica **	262	322	350 Ω
Impedenza carico anodico	2200	4100	6400 Ω
Uscita massima . .	416	992	1000 W

NOTA: Il funzionamento a 1500 V è per servizio con polarizzazione nulla.

* Regolare per portare la corrente anodica al valore stabilito con segnale zero.

** Per la componente a frequenza fondamentale. Si dovrà impiegare il volano accordato ad alto C per ottenere la più bassa distorsione d'intermodulazione.

Figura 5

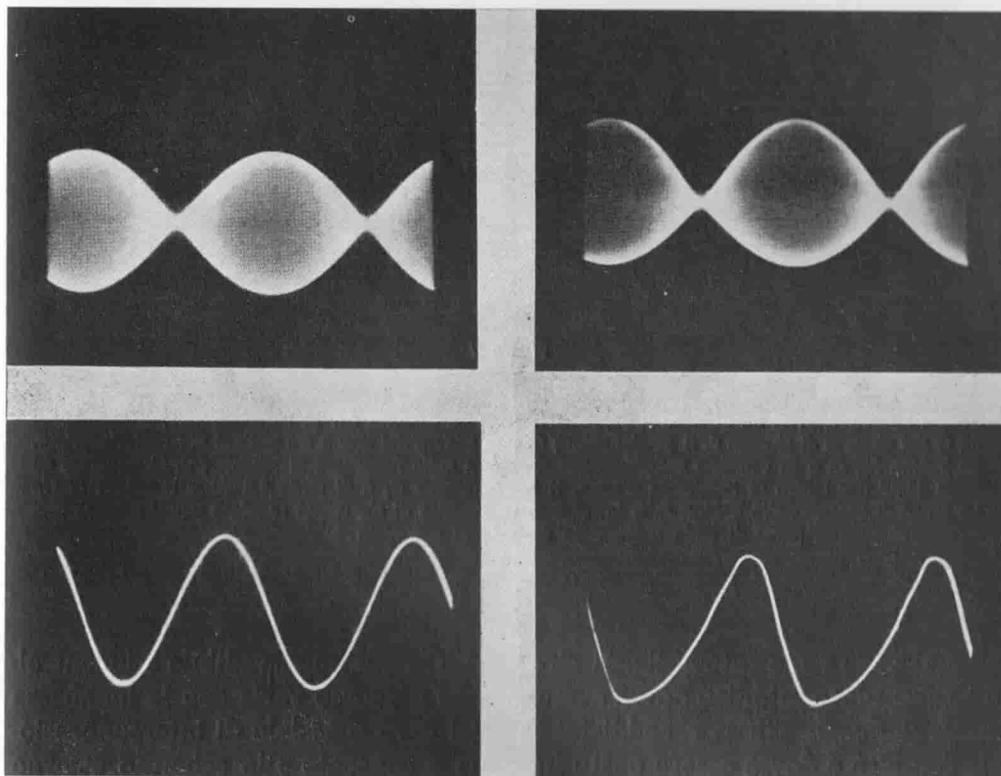


Figura 6

(A destra) Distorsione della forma d'onda causata dal carico asimmetrico sulle due semionde nel catodo dell'amplificatore con griglia a massa. (A sinistra) Forma d'onda indistorta con il circuito catodico accordato. La prova a due toni a 2 MHz dimostra la necessità d'impiegare il circuito volano catodico per avere la minima distorsione di intermodulazione.

la forma d'onda di entrata osservata sul catodo di un amplificatore lineare con griglia a massa (Fig. 6).

La sorgente di pilotaggio infatti « vede » un bassissimo valore di impedenza di carico in una parte del ciclo a RF e una impedenza estremamente alta sulla rimanente parte del ciclo. A meno che la stabilità della tensione di uscita del generatore a RF sia molto buona,

la parte dell'onda sulla parte caricata del ciclo risulterà deformata. Questa distorsione della forma d'onda contribuisce alla distorsione di intermodulazione e può provocare difficoltà per interferenze televisive, per effetto del contenuto armonico dell'onda.

L'uso di un circuito accordato catodico nello stadio con griglia a massa preserverà questa forma d'onda,

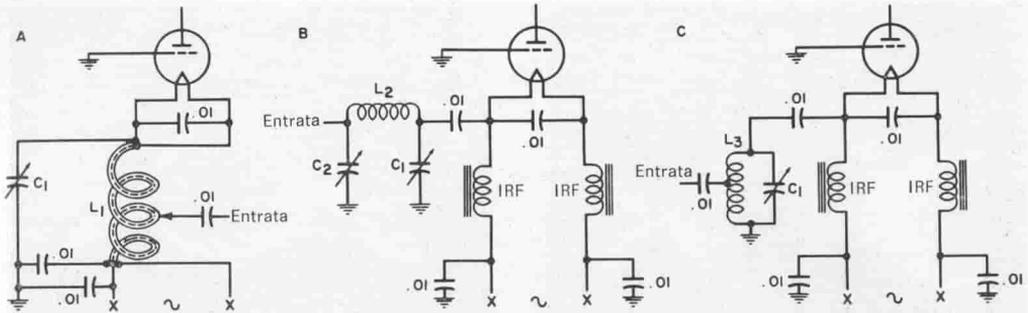


Figura 7

Il circuito accordato catodico per un amplificatore pilotato sul catodo può assumere la forma di una bobina bifilare (A), di un circuito a pi-greco (B), di un circuito LC in parallelo (C). È consigliato un Q del circuito di almeno 2. Il condensatore C_1 può essere del tipo a tre sezioni per radioricettore. Le bobine L_1 , L_2 o L_3 vengono accordate per risuonare sulla frequenza di lavoro, con C_1 regolato su circa 13 pF per metro di lunghezza d'onda. Il condensatore C_2 è di circa 1,5 volte il valore di C_1 . Le prese di entrata sulle bobine L_1 e L_3 , oppure la capacità di C_2 , vanno regolate per il minimo rapporto di onde stazionarie sulla linea coassiale dell'eccitatore.

come si vede nelle fotografie. Il circuito accordato catodico dovrà avere un Q di due o più per soddisfare tale compito e dovrà essere posto in risonanza alla frequenza di lavoro dell'amplificatore. Nella Fig. 7 sono riportati vari tipi di circuiti volano catodici.

Oltre alla riduzione della distorsione della forma d'onda, il circuito accordato catodico fornisce un percorso di ritorno a RF corto per gli impulsi di corrente anodica provenienti dall'anodo e che vanno al catodo (Fig. 8).

Quando non si usa il circuito accordato, il ritorno a RF avviene attraverso lo schermo esterno della linea coassiale, attraverso il condensatore di uscita del circuito volano anodico dell'eccitatore per ritornare al catodo del tubo amplificatore lineare tramite il conduttore centrale del cavo coassiale.

Questo imprevedibile e incontrollato percorso varia con la lunghezza del cavo coassiale di interconnessione e consente allo schermo esterno della linea di assumere un potenziale alto a RF rispetto alla massa.

4-3. Distorsione d'intermodulazione

Quando il segnale di uscita di un amplificatore lineare è una esatta replica del terminale di eccitazione, non si ha distorsione del segnale originario e non vi sarà alcun prodotto di distorsione generato nell'amplificatore. La distorsione di ampiezza del segnale esiste quando il segnale di uscita non è esattamente proporzionale al segnale di pilotaggio e una tale mancanza di proporzionalità può dar luogo alla *distorsione d'intermodulazione* (IMD).

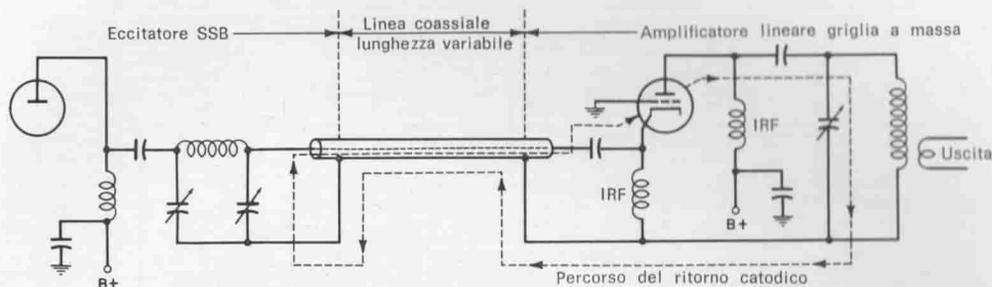


Figura 8

Il circuito catodico aperiodico di un amplificatore con griglia a massa offre un percorso ad alta impedenza alla corrente a RF che circola fra l'anodo e il catodo del tubo amplificatore. L'altro percorso comprende la linea coassiale di interconnessione e il circuito volano dell'eccitatore. La distorsione della forma d'onda del segnale di pilotaggio e l'alta distorsione d'intermodulazione possono essere conseguenze inevitabili dell'uso del secondo circuito d'entrata.

La distorsione d'intermodulazione avviene in qualunque dispositivo non lineare pilotato da un segnale complesso avente più di una frequenza. Un segnale vocale (costituito da una molteplicità di toni) diverrà confuso o distorto dalla distorsione d'intermodulazione quando viene amplificato da un dispositivo non lineare. Siccome in realtà gli amplificatori « lineari » hanno un certo grado di distorsione d'intermodulazione (dipendente dal progetto e dai parametri di funzionamento), questa sgradevole forma di alterazione esiste in grado più o meno grande su molti segnali SSB.

La prova migliore per determinare il grado di distorsione di intermodulazione è la *prova a due toni*, nella quale due segnali a radiofrequenza di uguale ampiezza vengono applicati all'apparecchiatura lineare e si esamina il risultante segnale di uscita per quanto concerne i segnali spuri, ossia i prodotti indesiderati.

Le frequenze di questi segnali indesiderati cadono nella regione del segnale fondamentale e nelle varie regioni armoniche. I segnali che cadono esternamente alla regione della frequenza fondamentale sono denominati *prodotti di ordine pari* e possono essere attenuati con circuiti accordati ad alto Q inseriti nell'amplificatore. I prodotti spuri che cadono vicino alla frequenza fondamentale sono denominati *prodotti di ordine dispari*.

Questi prodotti indesiderati non possono essere separati dai segnali desiderati mediante circuiti accordati e si sovrappongono sul segnale come spurie o « spruzzi », che possono provocare gravi interferenze alle comunicazioni sui canali adiacenti. Il funzionamento non lineare di un così detto amplificatore « lineare » genererà questi prodotti indesiderati.

La pratica diletteristica richiede che questi prodotti spuri abbiano un livello di oltre 30 decibel al di

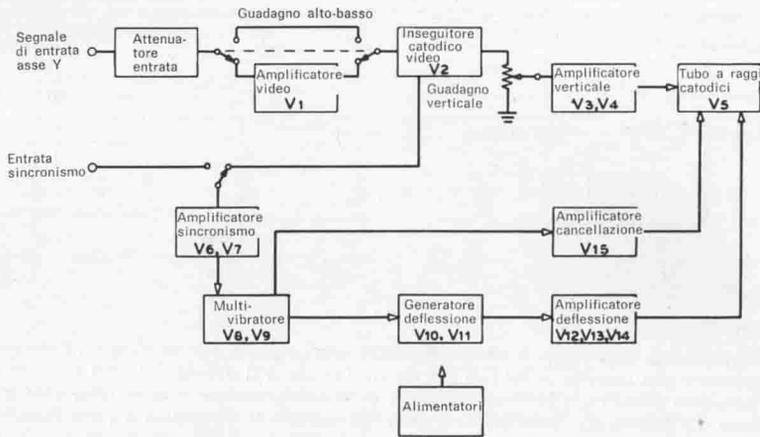


Figura 9

SCHEMA A BLOCCHI DI UN MODERNO OSCILLOSCOPIO

Questo schema a blocchi semplificato di un oscilloscopio Tektronix presenta le caratteristiche di una deflessione sincronizzata e un circuito di cancellazione che permette la osservazione di impulsi singoli più brevi di 0,1 microsecondi.

sotto del livello di potenza di picco di uno dei due toni di un segnale di prova a due toni.

La pratica commerciale richiede che la soppressione sia migliore di 40 decibel al di sotto di questo livello di picco.

4-4. Un moderno oscilloscopio

In questo paragrafo descriveremo il funzionamento di un moderno ed efficiente oscilloscopio.

Nella Fig. 9 è riportato lo schema a blocchi semplificato dello strumento. Questo oscilloscopio è in grado di riprodurre onde sinusoidali da 10 Hz a 10 MHz e si possono osservare impulsi più brevi di 0,1 micro-

secondi. La velocità di deflessione è variabile con continuità, e il pennello elettronico del tubo a raggi catodici può essere spostato verticalmente o orizzontalmente. È anche possibile combinare i movimenti per produrre trame composite sullo schermo.

Come si vede nello schema, il tubo a raggi catodici riceve segnali da due sorgenti: l'amplificatore *verticale* (asse Y) e l'amplificatore di *deflessione* (asse X). Inoltre riceve impulsi di cancellazione che tolgono l'indesiderabile traccia di ritorno dallo schermo.

È noto il funzionamento del tubo a raggi catodici in quanto è stato trattato in altre opere; qui tratteremo i circuiti che concernono la presentazione del segnale.

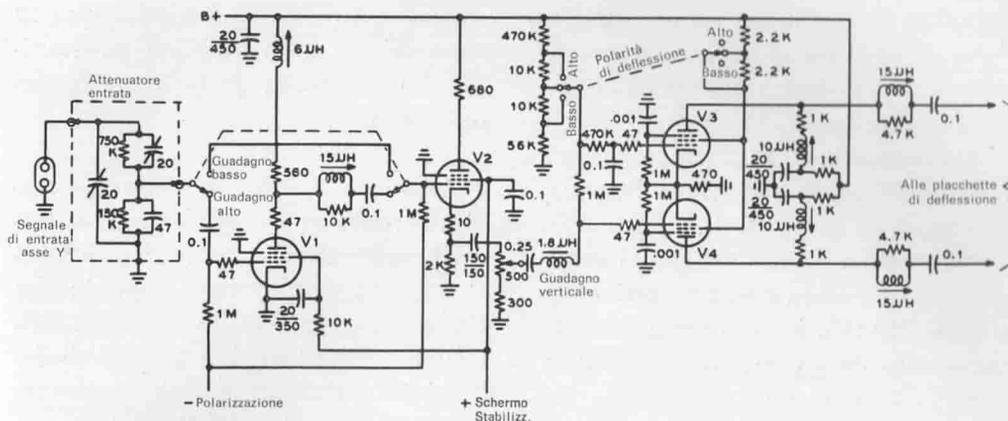


Figura 10

AMPLIFICATORE VERTICALE

L'amplificatore verticale è in grado di amplificare segnali sinusoidali da 10 Hz a 10 MHz. L'attenuatore di entrata compensato e i circuiti di compensazione forniscono un guadagno sostanzialmente indipendente dalla frequenza. L'amplificatore di deflessione serve come invertitore di fase, per fornire il segnale in controfase alle placchette di deflessione del tubo a raggi catodici. Il commutatore di polarità di deflessione permette una maggiore deflessione in alto o in basso sullo schermo, per tener conto della polarità invertita dell'onda d'entrata.

L'amplificatore verticale Il segnale in arrivo da presentare visivamente viene applicato all'amplificatore verticale (Figura 10). Un *attenuatore di entrata* (compensato per fornire una attenuazione che sia sostanzialmente indipendente dalla frequenza del segnale) permette di variare in salti tarati il guadagno dell'amplificatore. Successivamente il segnale viene applicato al preamplificatore V_1 a larga banda (video), oppure scavalca il preamplificatore, a seconda dell'entità dell'amplificazione necessaria. Il preamplificatore è progettato per lasciar passare l'ampia banda di frequenze desiderata mediante l'uso di *bobine di compensazione* nel circuito anodico, che esaltano la risposta alle

frequenze alte, e mediante l'impiego di condensatori di accoppiamento di grande capacità, che assicurano una buona risposta alle frequenze basse.

Successivamente il segnale passa attraverso uno stadio a inseguitore catodico (V_2) per giungere all'amplificatore verticale.

L'inseguitore catodico serve come trasformatore di impedenza, sicché si può usare un *controllo di guadagno verticale* a bassa impedenza. È necessario che il potenziometro abbia un valore basso, per evitare che le capacità parassite influiscano sensibilmente sulla risposta in frequenza al variare della posizione del cursore.

La polarità originaria di deflessione del segnale viene invertita quando si usano due stadi di ampli-

ficazione, dando luogo ad una deflessione verso il basso nell'oscillogramma per una polarità positiva dell'entrata.

Un commutatore di polarità di deflessione serve a variare la polarizzazione di lavoro e la tensione di schermo sui tubi amplificatori verticali in controfase con accoppiamento catodico (V_3, V_4) ciò che permette una maggiore deflessione indistorta verso l'alto o verso il basso.

Alle placchette di deflessione verticale è accoppiato il segnale amplificato proveniente dal circuito anodico dell'amplificatore verticale, attraverso un circuito di compensazione che consente di ottenere la massima risposta ai transitori piuttosto che la migliore risposta in frequenza, la quale dipende principalmente dagli stadi preamplificatori.

Il circuito della base dei tempi L'esame di forme d'onda elettriche mediante il tubo a raggi catodici richiede alcuni accorgimenti atti a consentire di determinare la variazione in queste forme d'onda nel tempo. Una *base dei tempi* (o asse a X) sullo schermo del tubo a raggi catodici consente di osservare la variazione dell'ampiezza del segnale di entrata rispetto al tempo.

Questo oscillogramma è reso possibile da un *generatore della base dei tempi* (*generatore di deflessione*) che sposta il puntino sullo schermo con velocità costante da sinistra a destra tra determinati punti, riporta il puntino quasi istantaneamente alla sua

posizione originaria e ripete questo processo ad una velocità prestabilita (denominata *frequenza di deflessione*).

Il circuito di sincronismo della deflessione Un impulso sincronizzante esterno (che può essere il segnale che viene presentato sullo schermo dell'oscilloscopio) avvia i circuiti di deflessione orizzontale dell'oscilloscopio, deviando il pennello del tubo a raggi catodici attraverso lo schermo con velocità uniforme, e facendo sì che ogni deflessione parta in sincronismo con l'impulso applicato.

Un *amplificatore di sincronismo* (V_6, V_7) esalta l'impulso di sincronismo e sceglie la corretta polarità dell'impulso. Per convertire le varie forme degli impulsi di sincronismo in onde quadre di controllabile durata adatte per l'impiego nel generatore di deflessione e per cancellare la traccia sul tubo a raggi catodici, viene usato un multivibratore del tipo a flip-flop come generatore d'impulsi (Fig. 11). La frequenza di generazione di impulsi del multivibratore viene controllata mediante un segnale di sincronismo esterno negativo. Il multivibratore consiste di due tubi (V_8, V_9) con un tubo in stato di conduzione e l'altro interdettato.

Quando giunge un impulso di scatto, l'impulso negativo riduce il potenziale anodico del tubo interdettato (V_8) e inoltre riduce la polarizzazione di griglia di V_9 tramite un condensatore di accoppiamento commutabile (*controllo della velocità di deflessione*).

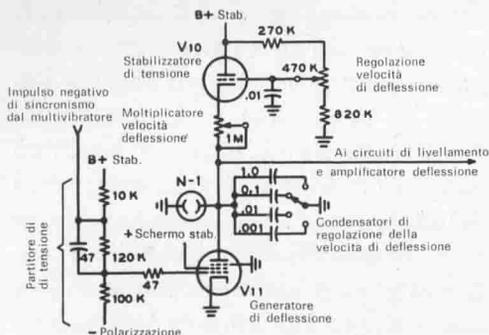


Figura 12

GENERATORE DI DEFLESSIONE

Ogni deflessione di questo circuito di deflessione sincronizzato è avviata, indipendentemente dalla deflessione precedente, da un impulso di scatto ricevuto dal circuito multivibratore. I condensatori di regolazione della velocità di deflessione sono comandati insieme con il circuito del multivibratore della velocità di deflessione. La tensione di regolazione del tempo è ricavata dallo stabilizzatore di tensione per assicurare la precisione della deflessione.

sto rappresentativo circuito di *deflessione sincronizzata*, ogni deflessione viene avviata, indipendentemente dalla precedente deflessione, da un impulso di scatto ossia di sincronismo ricevuto dal circuito multivibratore.

Quando non viene ricevuto alcun impulso di sincronismo, i potenziali del tubo a raggi catodici portano il pennello elettronico all'estremità sinistra della traccia orizzontale. Quando arriva il segnale di sincronismo, il pennello si sposta linearmente verso destra, in un intervallo di tempo che dipende dalla lunghezza dell'impulso di sincronismo. Giunto all'estremità di ciascuna deflessione, il pennello ritorna a sinistra dello

schermo per essere pronto a un'altra deflessione. È questo periodo variabile di traccia che rende il tempo di deflessione indipendente dal periodo del segnale, permettendo all'oscilloscopio di osservare impulsi e altri segnali di breve durata quando la lunghezza dell'impulso è molto corta rispetto all'intervallo tra gli impulsi.

Alcuni economici oscilloscopi impiegano una deflessione *ripetitiva* o a *dente di sega*, come quella generata da un tubo a gas o da altri dispositivi simili che sincronizzano la deflessione con il segnale d'entrata. Il tempo di deflessione è allora uguale, o un multiplo, del periodo del segnale.

Il circuito di Fig. 12 può essere modificato per produrre una deflessione a dente di sega togliendo il segnale di scatto e regolando la frequenza del multivibratore in maniera da risultare sincronizzata con il periodo del segnale osservato.

La tensione di deflessione necessaria per produrre la deflessione a dente di sega è illustrata nella Fig. 13.

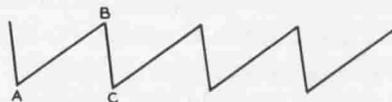


Figura 13

FORMA D'ONDA A DENTE DI SEGA

Negli oscilloscopi economici è usata la forma d'onda ricorrente o a dente di sega. La forma d'onda può essere generata mediante tubi di deflessione a gas, come ad esempio l'884, e di solito è sincronizzata con il segnale di entrata.

La deflessione si ha quando la tensione varia da A a B, e la traccia di ritorno quando la tensione varia da B a C. Alle alte frequenze di deflessione, il tempo di ritorno è una apprezzabile parte del tempo di deflessione.

Funzionamento del generatore di deflessione Il generatore di deflessione (V_{11} - Figura 12) è tenuto in stato di conduzione

dalla polarizzazione positiva di griglia ricavata dal partitore di tensione nel circuito di griglia. La tensione anodica del generatore di deflessione è bassa, e il condensatore commutabile di regolazione della velocità di deflessione è sostanzialmente scarico.

L'impulso negativo di scatto proveniente dal multivibratore interdice rapidamente V_{11} consentendo al condensatore temporizzatore di caricarsi esponenzialmente attraverso il controllo del *moltiplicatore della velocità di deflessione* da $1\text{ M}\Omega$, alla tensione del catodo del tubo stabilizzatore V_{10} . Questa tensione è regolata dal controllo di *velocità di deflessione* nel circuito di griglia del tubo stabilizzatore.

Il condensatore temporizzatore è caricato da un alimentatore a tensione costante avente bassa impedenza, in maniera da assicurare una precisa velocità di deflessione. La linearità della deflessione viene migliorata impiegando solo il 10 % o meno della tensione di carica. La tensione lineare di deflessione è prelevata sull'anodo del generatore di deflessione, li-

vellata e applicata al successivo amplificatore di deflessione.

Quando termina l'impulso di scatto del multivibratore, la griglia del tubo generatore di deflessione ritorna da un potenziale positivo e la forte corrente anodica riduce la tensione anodica di V_{11} quasi a zero, caricando il condensatore temporizzatore e rendendolo pronto a ricevere il successivo impulso di deflessione dal multivibratore.

L' amplificatore di deflessione Siccome l'ampiezza della forma di onda di deflessione

all'uscita del generatore di deflessione non è sufficientemente grande per pilotare le placchette di deflessione orizzontale del tubo a raggi catodici, è necessaria un'ulteriore amplificazione.

Il segnale di deflessione viene applicato alla griglia dell'*amplificatore di deflessione* con accoppiamento catodico (V_{13} , V_{14} - Fig. 14) che inverte la fase e funziona come stadio in controfase.

È necessaria una tensione di deflessione bilanciata per mantenere costante su tutta la deflessione il potenziale medio delle placchette di deflessione ed evitare così una sfocallizzazione.

Il *controllo di posizione orizzontale* varia la polarizzazione su un tubo amplificatore e quindi determina la posizione dalla quale inizia la deflessione.

Per assicurare che la deflessione parta sempre dalla stessa posizione sullo schermo (per una data regola-

zione del controllo di posizione) viene posto un livellatore a diodo (V_{12}) fra la griglia del tubo amplificatore opposto e massa, per togliere così qualunque carica che il condensatore di accoppiamento di entrata possa avere acquisito durante il precedente ciclo di deflessione.

Per ottenere una corretta focalizzazione sullo schermo del tubo a raggi catodici è necessario che l'anodo dell'amplificatore finale ed entrambe le coppie di placchette di deflessione abbiano approssimativamente lo stesso potenziale medio.

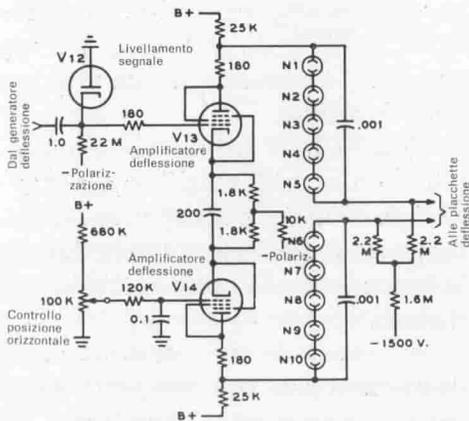


Figura 14

AMPLIFICATORE DI DEFLESSIONE

L'amplificatore di deflessione con accoppiamento catodico fornisce un segnale bilanciato in controfase alle placchette di deflessione del tubo a raggi catodici. Due gruppi di lampadine al neon lasciano passare il segnale di deflessione ma lo portano a un potenziale medio vicino a quello di massa per effetto della caduta di tensione costante attraverso le lampadine. La tensione di ionizzazione delle lampadine al neon è prelevata dall'alimentatore ad alta tensione del tubo a raggi catodici.

Siccome è necessario avere le placchette di deflessione verticale a potenziale di massa, in modo che, volendo, si possa effettuare una connessione diretta, il potenziale medio delle placchette orizzontali deve anche essere vicino a quello di massa. Il potenziale medio del circuito anodico dell'amplificatore di deflessione è circa a + 250 V. Esso viene abbassato a massa mediante i gruppi di lampadine al neon ($N_1 - N_{10}$) che producono una caduta di tensione costante.

Una corrente costante di circa 200 microampere mantiene ionizzate le lampadine, sicché qualunque variazione di potenziale anodico dei tubi amplificatori di deflessione (come quelle causate dal segnale) appare sulle placchette di deflessione con ampiezza invariata, ma ad un potenziale abbassato di circa 250 V.

La corrente di ionizzazione è ottenuta dall'alimentazione a -1500 V del tubo a raggi catodici, attraverso un circuito ad alta resistenza. Siccome l'impedenza delle lampadine al neon accese è piuttosto alta alle frequenze che comportano deflessioni rapide, si pongono piccoli condensatori in parallelo alle lampadine per lasciar passare queste frequenze.

L'alimentatore L'alimentatore a bassa tensione fornisce le tensioni stabilizzate positive e negative per i vari stadi dell'oscilloscopio. Il potenziale acceleratore per il tubo a raggi catodici è ottenuto da un oscillatore che funziona alimentato dall'alimentatore a bassa

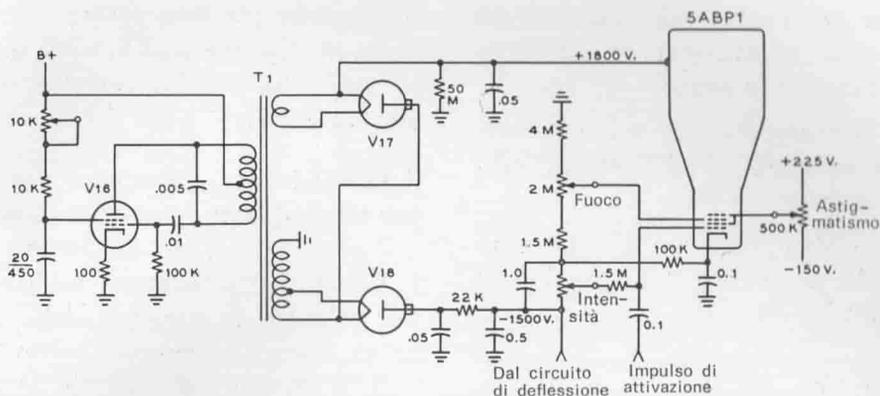


Figura 15

ALIMENTATORE PER TUBO A RAGGI CATODICI

Il potenziale acceleratore per il tubo a raggi catodici è ricavato da un oscillatore a 2 kHz che è alimentato da un alimentatore a bassa tensione. Il secondario ad alta tensione del trasformatore dell'oscillatore fornisce circa 1200 V efficaci che vengono rettificati per fornire -1500 V e $+1800$ V. La somma delle due tensioni (3300 V) è applicata al tubo a raggi catodici.

tensione (Fig. 15). L'oscillatore è un normale circuito Hartley, con un avvolgimento secondario ad alta tensione sul trasformatore dell'oscillatore, che fornisce circa 1.200 V efficaci ai tubi rettificatori.

Anche le tensioni di filamento per questi tubi sono ottenute da avvolgimenti sul trasformatore dell'oscillatore.

La frequenza di oscillazione è di circa 2.000 Hz.

4-5. Sistemi radiotelescriventi

La radiotelescrivente è una forma di trasmissione d'informazione basata su un semplice codice binario (si-no) progettata per trasmissione

elettromeccanica. Il codice consiste di impulsi a corrente continua generati da una speciale macchina telescrivente elettrica, i quali possono essere riprodotti a distanza da una altra macchina.

Gli impulsi possono essere trasmessi da una macchina all'altra per filo oppure mediante un segnale radio. Quando è usata la radiotrasmissione, il sistema è denominato radiotelescrivente (RTTY).

Il nome originario di telescrivente (teletype) è il marchio registrato della Teletype Corporation e di solito è quello più comunemente usato.

Sistemi di radiotelescriventi

Gli impulsi continui che contengono il segnale di telescrivente possono essere conver-

titi in tre forme fondamentali di emissione adatta per la radiotrasmissione. Esse sono:

1) Manipolazione a spostamento di frequenza (FSK), indicata come emissione F_1 ;

2) Manipolazione a interruzione della portante (Make-break keying MBK), indicata come emissione A_1 ;

3) Manipolazione a spostamento ad audiofrequenza (AFSK) indicata come emissione F_2 .

La manipolazione a *spostamento di frequenza* viene ottenuta variando la frequenza del segnale radio trasmesso di una quantità fissa, di solito 850 Hz o meno, durante il processo di manipolazione. Lo spostamento viene ottenuto ad intervalli definiti, denominati *segni* e *spazi*. Entrambi i tipi d'intervalli contengono informazioni per la telescrivente.

La manipolazione a *interruzione della portante* è analoga alla semplice trasmissione telegrafica, in quanto la portante radio contiene l'informazione potendo assumere la condizione *si* o la condizione *no*. I primi circuiti di radiotelescrivente impiegavano il sistema MBK, che ora è considerato superato dato che è meno sicuro rispetto al sistema a spostamento di frequenza.

La manipolazione a *spostamento di frequenza audio* impiega una portante radio di frequenza costante, modulata da un tono audio la cui frequenza viene spostata conformemente agli impulsi RTTY.

Altre forme di trasmissione d'in-

formazione possono essere impiegate da un sistema RTTY, e fra queste la trasformazione d'impulsi binari in segnali a RF.

Il codice per telescrivente

Il codice per telescrivente consiste di 26 lettere dell'alfabeto e di caratteri addizionali per pilotare le funzioni della macchina, come ad esempio l'inizio della riga, il ritorno del carrello, il campanello e lo spostamento in alto o in basso del carrello. Questi caratteri addizionali sono necessari per il normale processo automatico di funzionamento della telescrivente nella stampa della copia ricevuta. Si tenga presente che tutte le lettere trasmesse sono maiuscole.

Il codice per telescrivente è costituito da spazi e impulsi, ciascuno della durata di 22 millisecondi, per trasmissione radiodilettantistica a 60 parole al minuto. Ogni carattere è costituito da 5 elementi, più uno *spazio di partenza* di 22 millisecondi e un *impulso di arresto* di 31 millisecondi.

Tutti i caratteri sono uguali come tempo totale di trasmissione e durano 163 millisecondi, per ottenere la sincronizzazione della macchina a entrambe le estremità del circuito RTTY. Il sincronismo di solito è ottenuto mediante l'uso di motori sincroni alimentati a frequenza di rete.

La sequenza degli impulsi di segno e di spazio per la lettera R è illustrata nella Fig. 16. Lo spazio di partenza fornisce il tempo necessario per la sincronizzazione della mac-

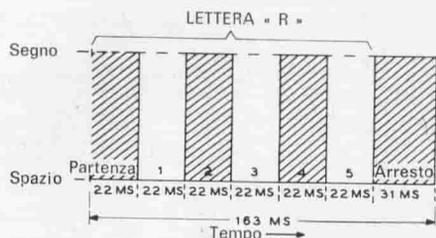


Figura 16

IL CODICE DA TELESKRIVENTE

Il sistema telescrivente è basato su un semplice codice binario costituito da spazi ed impulsi, ciascuno della durata di 22 ms. La normale trasmissione avviene al ritmo di 60 parole al minuto. In questa figura è mostrata la sequenza degli impulsi di segni e di spazi per la lettera R. Lo spazio di partenza fornisce il tempo necessario per la sincronizzazione della macchina e l'impulso di arresto fornisce il tempo alle macchine trasmittente e ricevente di assumere la posizione idonea per la trasmissione del carattere successivo.

più stretti, nel traffico dilettantistico a RTTY.

La telescrivente La telescrivente somiglia ad una macchina da scrivere, come aspetto, dato che ha una tastiera, un carrello e altre caratteristiche simili. La tastiera però non è meccanicamente collegata al cestello dei caratteri.

Quando viene premuto un tasto sulla tastiera dell'apparato trasmettente viene generata un'intera sequenza del codice per quel carattere, sotto forma di impulsi e di spazi.

Quando questa sequenza viene ricevuta in una macchina distante, viene prescelta un'astina con carattere e si stampa la lettera corrispondente al tasto premuto. La sincroniz-

china ricevente con la macchina trasmittente. L'impulso di arresto fornisce il tempo per il meccanismo di trasmissione come per il meccanismo ricevente, per assumere entrambi la posizione per la trasmissione del carattere successivo.

Il sistema FSK impiega normalmente una frequenza radio più alta per i segni e più bassa per gli spazi. Questa relazione frequentemente viene rispettata anche per il sistema AFSK. La frequenza audio più bassa può essere 2125 Hz e la frequenza audio più alta 2975 Hz, ciò che fornisce una differenza di frequenza (spostamento) di 850 Hz.

Gradualmente stanno entrando in impiego comune altri spostamenti

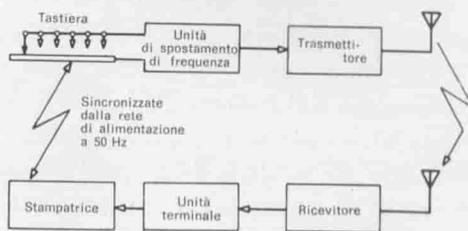


Figura 17

SCHEMA A BLOCCHI DEL CIRCUITO RTTY A UNA VIA

La telescrivente genera la sequenza di segnali a codice sotto forma di impulsi si-no dell'alfabeto e di addizionali caratteri speciali. Il codice per telescrivente viene trasmesso al ritmo di 60 parole al minuto mediante il sistema a spostamento di frequenza. L'apparecchiatura ricevente pilota una stampatrice meccanica che è usualmente sincronizzata con la tastiera mediante la comune sorgente di alimentazione a 50 Hz.

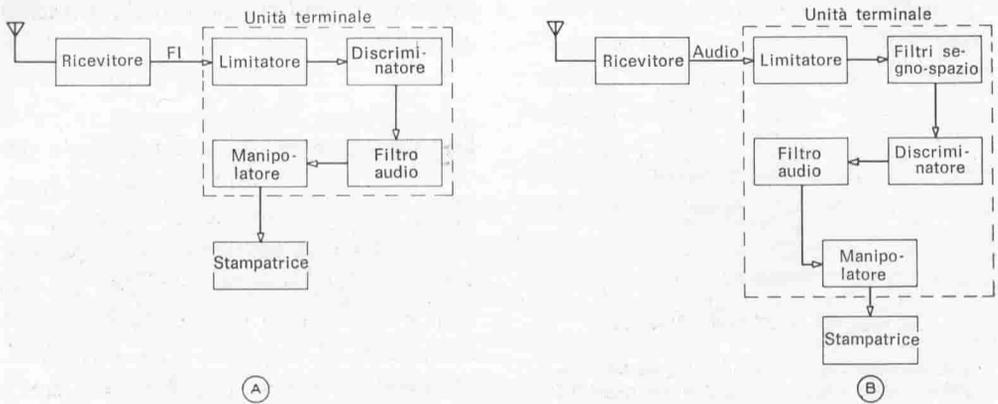


Figura 18

SCHEMA A BLOCCHI DI UNITA' TERMINALE A FI IMPIEGANTE LA TECNICA DEL DISCRIMINATORE PER FM.

Il convertitore FI richiede che la selettività e la reiezione delle interferenze vengano ottenute mediante circuiti accordati selettivi nel ricevitore. La figura B mostra lo schema a blocchi di un'unità terminale ad audiofrequenza. I filtri di segno e di spazio sono a monte del discriminatore audio, seguiti da un filtro audio passa-basso. L'oscillatore di battimento del ricevitore serve a fornire la nota di battimento a 2125 Hz o a 2975 Hz, necessaria per il sistema nominale a spostamento di frequenza di 850 Hz.

zazione delle macchine è ottenuta mediante impulsi di partenza e di arresto trasmessi con ogni carattere.

Un dispositivo elettromeccanico comandato dal motore della telescrivente viene rilasciato quando viene premuto un tasto e la trasmissione di tutto il carattere è automatica.

L'apparato ricevente funziona con la sequenza inversa, venendo posto in funzione dal primo impulso di un carattere trasmesso dal meccanismo trasmittente.

Mentre ogni carattere viene trasmesso alla velocità di 60 parole al minuto, la trasmissione effettiva di una sequenza di caratteri può essere molto più lenta, a seconda della velocità dell'operatore.

Nella Fig. 17 è riportato lo schema semplificato di un circuito RTTY ad una via.

Ricezione RTTY Il meccanismo ricevente RTTY deve rispondere alla sequenza di impulsi e di spazi trasmessi per filo o per radio.

La manipolazione a spostamento di frequenza può essere rilevata con la tecnica della frequenza di battimento oppure mediante un discriminatore come quelli impiegati nella ricezione FM

Il segnale ricevuto viene convertito in impulsi a corrente continua che servono ad azionare i magneti

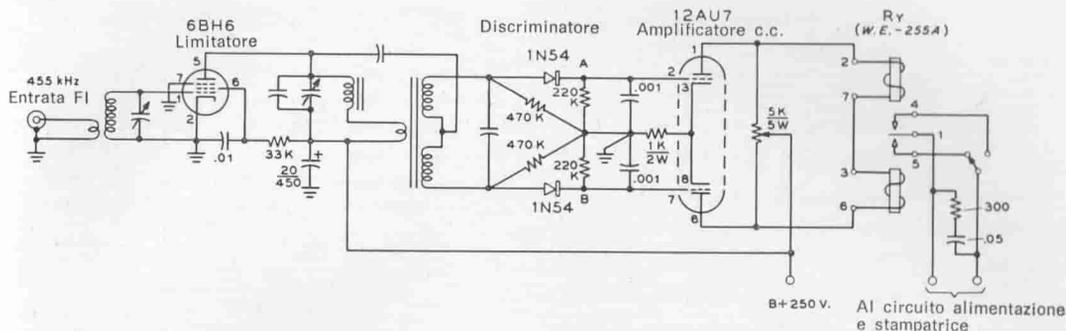


Figura 19

CONVERTITORE RTTY A FI

Il tipico circuito convertitore a FI illustra questa tecnica. È necessario un dispositivo che indichi che il segnale RTTY è correttamente accordato, particolarmente sulle bande ad onde corte. Con l'unità terminale a FI si può collegare un microamperometro con zero centrale fra i resistori di carico del discriminatore (A-B)

scriventi della telescrivente. La conversione dei segnali RTTY in adeguati impulsi viene ottenuta in un convertitore ricevente (unità terminale, abbreviazione TU).

I convertitori per RTTY possono essere del tipo a discriminatore a FI oppure del tipo a discriminatore audio.

Nella Fig. 18 è riportato lo schema a blocchi di un convertitore a frequenza intermedia. Il segnale RTTY nel sistema a FI del ricevitore è considerato come la portante modulata in frequenza da una onda quadra a 22,8 Hz avente una deviazione di ± 425 Hz (per uno spostamento di 850 Hz). Le variazioni di ampiezza vengono eliminate mediante lo stadio limitatore e lo stadio discriminatore converte gli spostamenti di frequenza in una forma d'onda a 22,8 Hz, applicata alla telescrivente mediante un manipolatore elettronico.

Nella sua forma più semplice, il convertitore a FI richiede che venga raggiunta, mediante il sistema a FI del ricevitore, una adeguata selettività e una buona reiezione alle interferenze.

Nella Fig. 19 è riportato lo schema di un tipico convertitore a FI per RTTY.

Nella Fig. 18 B è riportato lo schema a blocchi di un convertitore ad audiofrequenza. Un limitatore audio è seguito da filtri per la frequenza dei segni e per la frequenza degli spazi, situati a monte dello stadio discriminatore. Un filtro passa-basso e un manipolatore elettronico forniscono il corretto segnale a corrente continua necessario per la telescrivente.

L'oscillatore di battimento per il ricevitore serve a fornire le note di battimento di 2125 e 2975 Hz necessarie per il normale sistema con 850 Hz di spostamento. Si può usare

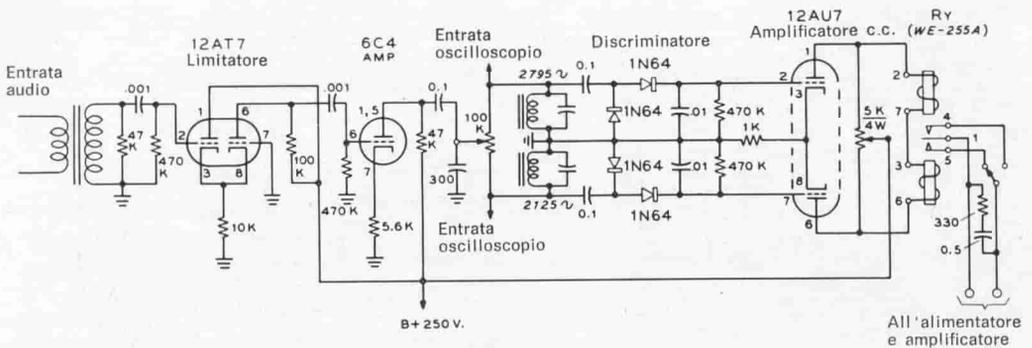


Figura 20

CONVERTITORE AUDIO RTTY

L'unità terminale audio di solito fornisce all'oscilloscopio una traccia a forma di croce, con l'entrata orizzontale per i segni e l'entrata verticale per gli spazi.

l'una o l'altra frequenza per il segno o per lo spazio e i segnali possono essere facilmente invertiti accordando l'oscillatore di battimento sul lato opposto della banda passante a FI del ricevitore. Nella Fig. 20 è riportato lo schema elettrico di un semplice convertitore RTTY ad audiodi frequenza.

I convertitori di ricezione di entrambi i tipi di solito comprendono stadi limitatori e di taglio che mantengono il segnale ad ampiezza costante e i convertitori in qualche caso comprendono anche circuiti di sagomatura di impulsi che servono a superare la distorsione che avviene durante la trasmissione dell'informazione.

Le telescriventi sono azionate da elettromagneti che rilasciano il meccanismo pilotato dal motore che comanda le astine dei caratteri. I magneti richiedono correnti da 20 a 60 mA, che possono essere ottenute con un manipolatore elettronico come quello mostrato in Fig. 21.

Una telescrivente può funzionare come una macchina da scrivere elettrica mediante un alimentatore di

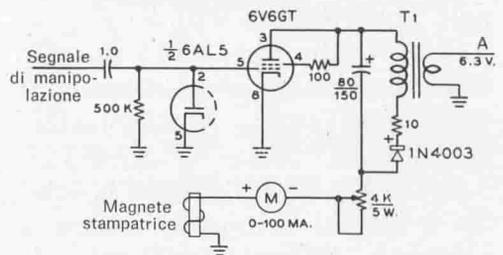


Figura 21

MANIPOLATORE ELETTRONICO PER STAMPATRICE RTTY

Il relé polarizzato può essere eliminato e il meccanismo della telescrivente può essere pilotato direttamente da un manipolatore come quello riportato in questa figura. Questo circuito fornisce l'alimentazione e mantiene i magneti della stampatrice a potenziale di massa. Le bobine della stampatrice sono poste in serie per il funzionamento con 20 mA, oppure sono in parallelo per funzionamento con 60 mA.

Altri magneti di stampatrice sono collegati o in serie o in parallelo fino al massimo di due o tre, prima che le induttanze delle bobine introducano indesiderabili effetti.

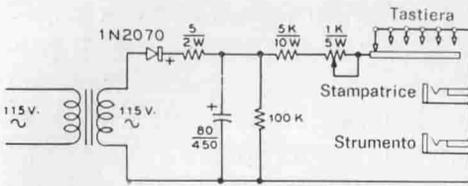


Figura 22

ALIMENTATORE LOCALE PER TELESCRIVENTE

Una singola telescrivente può agire come macchina per scrivere elettrica, mediante il circuito di alimentazione locale che accoppia la tastiera e il meccanismo di scrittura in un unico circuito. A seconda del modo come la macchina è collegata, la tastiera e i magneti possono fare capo a spine oppure possono essere connesse in serie internamente, con una sola spina (di solito rossa) per la presa di alimentazione.

circuito locale, che accoppia la tastiera ed il meccanismo dei caratteri in un unico circuito. (Fig. 22).

Manipolazione a spostamento di frequenza

La tensione continua sviluppata dalla telescrivente serve ad azionare il

circuito manipolatore che sposta in alto e in basso la frequenza della portante del trasmettitore, in conformità con i segni e gli spazi dell'informazione da trasmettere nel codice RTTY.

La manipolazione a spostamento di frequenza (FSK) può essere ottenuta variando la frequenza dell'oscillatore del trasmettitore, in maniera fissa, fra due date frequenze. L'en-

tità dello spostamento deve essere tenuta entro strette tolleranze, se si vuole che lo spostamento si adatti alla differenza di frequenza fra i filtri selettivi nel terminale ricevente. Il grado di spostamento di frequenze dell'oscillatore risulta evidentemente moltiplicato per qualunque fattore di moltiplicazione realizzato nei successivi stadi moltiplicatori di frequenza del trasmettitore.

Nella Fig. 24 è riportato lo schema di un semplice commutatore a diodo adatto per la maggior parte degli oscillatori a frequenza variabile. I vecchi sistemi frequentemente facevano uso di un tubo a reattanza per ottenere uno spostamento regolabile.

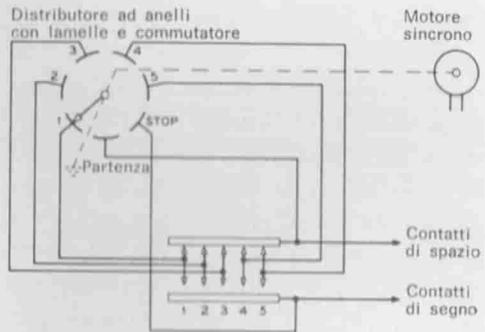


Figura 23

UNITA' TRASMETTITORE-DISTRIBUTORE (T-D)

L'unica T-D è un dispositivo elettromeccanico che è sensibile alle perforazioni di un nastro da telescrivente e le trasforma in impulsi elettrici con il codice da telescrivente. L'informazione ricavata dal nastro mediante un tastatore di contatto è trasmessa in opportuna sequenza di tempo da un distributore-commutatore comandato da un motore a velocità costante.

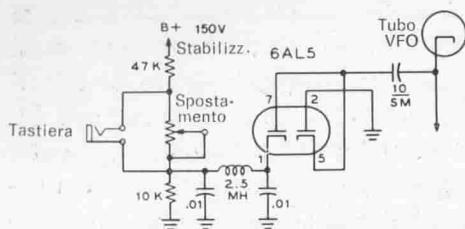


Figura 24

**MANIPOLATORE A DIODO
PER MANIPOLAZIONE A SPOSTAMENTO
DI FREQUENZA DELL' OSCILLATORE
A FREQUENZA VARIABILE (VFO)**

Si può usare un semplice commutatore a diodo per variare la frequenza del trasmettitore in maniera fissa fra due frequenze prescelte. L'entità dello spostamento deve adattarsi alla differenza di frequenza fra i filtri selettivi dell'unità terminale ricevente.

**Apparecchiature
ausiliarie
per RTTY**

La trasmissione a RTTY di un nastro precedentemente perforato viene effettuata mediante l'unità *trasmettitore-distributore (T-D)*. Questo è un dispositivo elettromeccanico sensibile alle perforazioni di un nastro da telescrivente e trasforma le perforazioni in impulsi elettrici nel codice a 5 unità per telescrivente, con velocità costante (55-65 parole al minuto nel servizio radiodittantistico).

L'informazione ricavata dal nastro perforato mediante i tastatori di contatto viene trasmessa nella giusta sequenza di tempo da un commutatore-distributore pilotato a velocità costante da un motore sincrono (Fig. 23). Insieme con il T-D viene usato un *perforatore di nastro*,

che perfora il nastro di carta secondo il codice da telescrivente. Il perforatore funziona meccanicamente comandato da una tastiera da telescrivente per originare i messaggi.

Il perforatore può essere collegato all'apparecchiatura ricevente per registrare un messaggio in arrivo a scopo di memoria o di ritrasmissione.

**Manipolazione
a spostamento
ad audiofrequenza**

La manipolazione a spostamento ad audiofrequenza (AFSK)

spesso viene usata dai radiodilettanti sulle bande VHF allo scopo di evi-

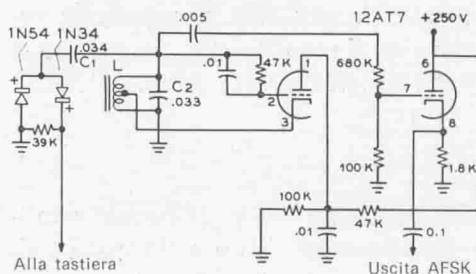


Figura 25

OSCILLATORE AFSK

La manipolazione a spostamento ad audiofrequenza viene molto usata sulle bande VHF per evitare il problema di mantenere una stretta stabilità a radiofrequenza. Il circuito *L-C₂* è accordato su 2975 Hz (con tastiera aperta). Chiudendo la tastiera si effettua il parallelo del condensatore *C₁* e la frequenza dell'oscillatore si abbassa a 2125 Hz. La bobina *L* è toroidale da 88 mH con circa 1 metro di filo tolto. I condensatori *C₁* e *C₂* sono a carta di buona qualità o in mylar. Come compensatori possono essere usati condensatori semivariabili a mica per porre l'oscillatore sulle frequenze corrette.

tare il problema di mantenere una stretta stabilità a radiofrequenza.

Un oscillatore audio genera una nota a 2125 Hz (segno) e una nota a 2975 Hz (spazio) quando è pilotato da una tastiera di telescrivente, o da un'unità a nastro T-D. Il segnale audio viene poi applicato al modulatore del trasmettitore VHF e il risultante segnale modulato in ampiezza viene rivelato e inviato ad un convertitore audio del tipo mostrato nella Fig. 25.

L'oscillatore di battimento del ricevitore non serve per questa forma di ricezione.

Il sistema AFSK è permesso solo su quelle bande dilettantistiche sulle quali è autorizzata la trasmissione in A_2 .

Nella Fig. 25 è riportato un semplice circuito oscillatore AFSK.

4-6. Il circuito VOX

Frequentemente negli apparati a SSB si impiega una forma di circuito VOX (trasmissione azionata della voce o relé fonico).

I circuiti VOX fanno uso di un relé di controllo del trasmettitore che è azionato dalla voce dell'operatore ed è tenuto aperto da un circuito *antivox* azionato dal sistema audio del ricevitore della stazione. È quindi possibile il funzionamento semiautomatico controllato dalla voce senza il fastidio della reazione acustica proveniente dall'altoparlante del ricevitore.

Nella Fig. 26 è illustrato un tipico sistema VOX. La tensione del se-

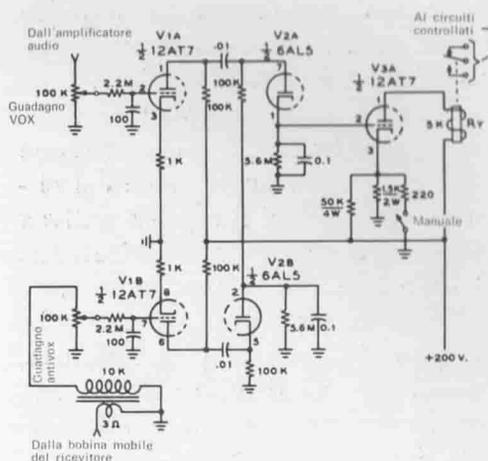


Figura 26

TIPICO CIRCUITO VOX

gnale VOX viene prelevata dall'amplificatore audio del trasmettitore SSB e regolata alla giusta ampiezza mediante il potenziometro di *guadagno VOX*.

Il segnale è rettificato dal diodo V_2A e gli impulsi positivi vocali sono applicati alla griglia del tubo del relé VOX (V_3A) che normalmente è polarizzato alla interdizione. Una rete RC nel circuito amplificatore VOX permette una rapida azione del relé malgrado il ritardo dell'apertura di questo, sicché il relé VOX viene mantenuto in azione durante le sillabe e nell'intervallo fra le parole. Il periodo di ritardo va regolato di solito su circa 0,5 secondi.

La tensione del segnale antivox è ricavata dal circuito dell'altoparlante del ricevitore, regolata su adeguata ampiezza mediante il potenziometro del *guadagno antivox* e rettificata dal

diode V_2C per fornire un impulso vocale negativo che polarizza il diode VOX (V_2A) interdicendolo.

Il relé è tenuto in posizione « trasmissione » fino a che un sovrastante segnale positivo proveniente dal circuito VOX annulla il segnale antivox proveniente dall'apparato ricevente. Il tubo relé può anche essere azionato dal commutatore *manuale* che abbassa il livello di polarizzazione, facendo sì che il tubo assorba una forte corrente anodica e azioni il relé VOX.

4-7. Balun da 50 ohm a larga banda

Molte antenne a fascio per onde corte a tre bande presentano la caratteristica di un sistema bilanciato di entrata avente un punto di alimentazione a 50 Ω .

Allo scopo di ridurre le discontinuità della linea e per fornire un miglior adattamento fra antenna e linea di trasmissione sbilanciata, occorrerà usare un trasformatore a RF (balun = da bilanciato a sbilanciato).

Nella Fig. 27 è rappresentato un balun a larga banda che è efficace sul campo di frequenze da 6 a 30 MHz. Il balun è costituito da un'economica bobina realizzata con un pezzo di cavo coassiale e progettata per essere installata direttamente ai terminali dell'antenna. Questo balun a costanti concentrate è autorisonante vicino alla frequenza centrale di progetto, che in questo caso è di circa 15 MHz.

La bobina del balun è costituita

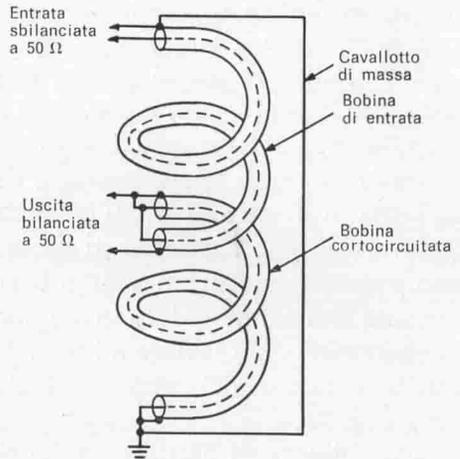


Figura 27

**EFFICACE BALUN A LARGA BANDA
PER ANTENNE A FASCIO A MOLTE GAMME
D' ONDA**

da 5 m di cavo coassiale da 50 Ω (RG-213/U oppure RG-8/AU) avvolti strettamente a bobina di 9 spire avente un diametro interno di 17 cm. A una estremità della bobina i conduttori interno ed esterno della linea sono cortocircuitati insieme, per collegarsi a massa al punto comune di massa del sistema di antenna.

La linea di trasmissione coassiale sbilanciata è collegata all'altra estremità della bobina e un cavallotto di massa è posto fra le estremità esterne della calza schermante. Al centro dell'avvolgimento, la calza esterna della linea coassiale viene disfatta per una distanza di circa 2,5 cm e a questo punto viene effettuata la connessione al conduttore interno. Inoltre, il conduttore interno è cavallottato alla calza esterna da una sezione di bobina *cortocircuitata*.

Una seconda connessione è effettuata alla calza esterna della sezione della bobina di entrata, come si vede nella figura. Queste connessioni sono protette con nastro in plastica e rivestite con vernice plastica a spruzzo per proteggerle contro gli agenti atmosferici. Una presa coassiale può essere collegata ai terminali di entrata del balun.

La connessione dell'elemento bilanciato di antenna è effettuata alle connessioni centrali della bobina del balun, impiegando piattine di rame a bassa impedenza larghe circa 6 millimetri.

4-8. Sintonizzatore per sistemi di antenna alimentati al centro

Le antenne alimentate al centro richiedono un sintonizzatore di antenna bilanciato per poter essere usate con trasmettitori aventi terminazioni coassiali (sbilanciate) di antenna.

In questo paragrafo mostreremo un semplice ed economico sintonizzatore (tuner) di antenna (Fig. 28) che, usato insieme con un indicatore di onde stazionarie, permetterà di usare antenne alimentate al centro praticamente di tutte le configurazioni con i moderni trasmettitori con uscita coassiale.

L'unità consiste di un circuito risonante in parallelo che può essere regolato per una molteplicità di esigenze mediante le prese sulla bobina principale (L_2A e B).

Il numero di spire del circuito è regolato mediante le prese A e B del-

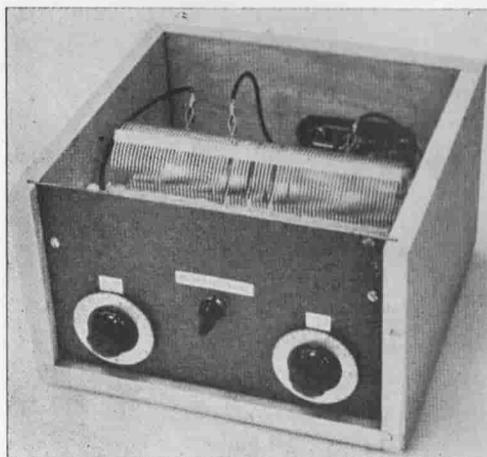


Figura 28

SINTONIZZATORE PER SISTEMI DI ANTENNA ALIMENTATI AL CENTRO

Questo sintonizzatore bilanciato di antenna è progettato per adattare i sistemi di antenna alimentati al centro con trasmettitori impieganti il circuito di adattamento a pigreco, ad un solo polo caldo. Esso può essere collegato al trasmettitore con una lunghezza qualsiasi di linea coassiale a 52 o 75 Ω . Nella linea occorrerà inserire un misuratore di onde stazionarie per facilitare l'accordo. Il condensatore di accordo del link è a sinistra e il condensatore volano a statore suddiviso è al centro. Il commutatore S_1 è posto fra i due quadranti principali di accordo. La bobina principale è costituita da un unico pezzo di bobina, con avvolgimenti interrotti su determinati punti. Le connessioni del sintonizzatore sono effettuate su prese montate sulla piastra posteriore di alluminio.

la bobina (Fig. 29) e la trasformazione d'impedenza presentata dal sistema di alimentazione bifilare è regolata mediante le prese C e D della bobina.

Altra flessibilità è fornita dal commutatore (S_1A e B) che permette di porre le bobine di accoppiamento (L_1A e B) in serie o in parallelo.

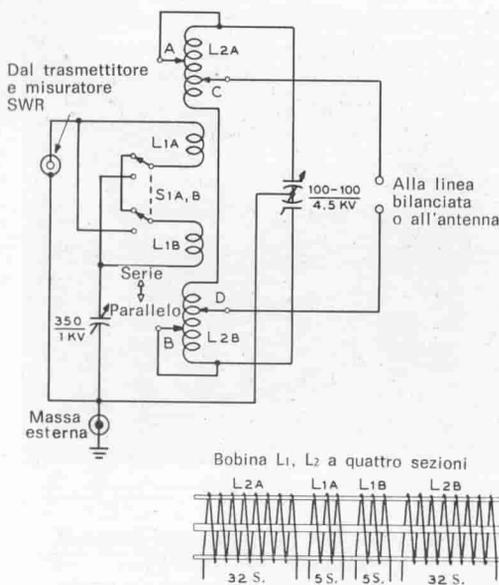


Figura 29

SCHEMA ELETTRICO E BOBINE PER IL SINTONIZZATORE

La bobina $L_1A-B \cdot L_2A-B$ è fabbricata con un unico pezzo di bobina. (Illumitronics Air-Dux 2008, o equivalente). La bobina ha un diametro interno di 3,3 cm con 3 spire per cm, di filo da 2 mm. Partendo da una estremità (dopo aver lasciato un collegamento di 15 cm), si contano 32 spire e si taglia la trentatreesima spira al centro per effettuare le connessioni per L_2A e L_1A . Si contano altre 5 spire e si taglia la bobina alla stessa maniera per effettuare le connessioni opposte alla bobina L_1A e alla bobina L_1B .

Alla stessa maniera si effettuano le prese sulle bobine L_1B e L_2B .

I collegamenti adiacenti provenienti dalle bobine L_1A e L_1B si collegano ai cursori del commutatore. Le prese A e B dovranno essere effettuate circa alle seguenti spire dalle estremità della bobina: 80 m, 4 spire; 40 m, 16 spire; 20 m, 28 spire; 15 m, 29 spire; 10 m, 30 spire. Le fascette di bronzo fosforoso sono Mueller n. 88.

Il sintonizzatore è in grado di funzionare al massimo livello di potenza su tutte le bande dilettantistiche fra 80 e 10 metri e può essere usato

con un alimentatore (feeder) a filo (o a nastro) e antenne pilotate direttamente, come sono le antenne a V oppure le altre antenne alimentate al centro e a filo lungo.

Costruzione del sintonizzatore Per economizzare spazio, pur consentendo di raggiungere il massimo Q del circuito, il sintonizzatore è costruito in una scatola di legno avente le dimensioni di 33 cm di larghezza, 25 cm di altezza e 30 cm di profondità. Come pannello si usa un pezzo di masonite. I due condensatori variabili sono montati sul pannello, sul quale sono anche montati il commutatore-selettore e la bobina avvolta in aria. La bobina è distanziata dal pannello mediante due isolatori ceramici da 5 cm.

La bobina a 4 avvolgimenti è costituita da un unico pezzo di bobina, come mostra il disegno. Le prese regolabili sono effettuate alle spire prescelte della bobina mediante piccole fascette di bronzo fosforoso fissate ai collegamenti isolati flessibili. I vari terminali sono montati su una piccola piastra di alluminio che è montata in una finestra posteriore della custodia di legno.

Il funzionamento del sintonizzatore Il sintonizzatore è collegato al trasmettitore con un breve tratto di linea coassiale a bassa impedenza. Nella linea occorrerà inserire un misuratore di onde stazionarie. Le regolazioni del sintoniz-

zatore, per caricare correttamente il trasmettitore, verranno effettuate mentre si mantiene un valore ragionevolmente basso di onde stazionarie sulla linea coassiale.

Se con il sintonizzatore si usa un bipolo accordato alimentato al centro, esso può funzionare su qualunque banda dilettantistica a onde corte, purché il tratto superiore orizzontale più la lunghezza della linea di alimentazione sia uguale o maggiore a mezza lunghezza d'onda alla più bassa frequenza di lavoro.

Per impiego generale su « tutte le bande », si userà un'antenna con un tratto orizzontale lungo 20 metri, con una linea di alimentazione di qualsiasi lunghezza. Un'antenna di questo tipo useremo come esempio nel trattare la regolazione del sintonizzatore.

Si accende il trasmettitore sulla desiderata banda e si regolano le prese della bobina come suggerito nella figura. Si pongono entrambi i condensatori sulla massima capacità e si pone il commutatore S_1 nella posizione « serie » per funzionamento su 80 e 40 m e nella posizione « parallelo » per funzionamento su 20, 15, o 10 m. Si regolano i condensatori e si spostano le fascette A e B fino a ottenere la risonanza. Se si vuole, questa può essere determinata mediante un ondametro-oscillatore ad assorbimento (grid-dip meter) prima di alimentare il trasmettitore.

La regolazione delle varie fascette e dei condensatori serve a ottenere il corretto carico del trasmettitore con la minima indicazione di onde stazionarie sulla linea coassiale.

Le regolazioni debbono essere simmetriche su ogni lato della bobina e le prese debbono essere regolate per impiegare il massimo valore possibile di induttanza dato che, con molta probabilità, si troveranno varie posizioni di prese e regolazioni di accordo che forniscono un adeguato carico.

Le regolazioni debbono partire dalla minima induttanza del circuito per la banda in uso, e progressivamente si aumenta l'induttanza fino a raggiungere il desiderato carico con la massima induttanza del circuito. Infine si dovrà regolare il carico sul trasmettitore per ottenere la corretta regolazione del circuito di uscita del trasmettitore.

Dopo aver determinato la regolazione del sintonizzatore, si potrà prendere nota delle posizioni del quadrante e dei punti delle prese per riferimento futuro e si identificheranno le prese delle bobine con piccoli puntini di vernice deposti sul filo.

4-9. Funzionamento di diodi in serie

Il funzionamento di diodi in serie è comunemente usato quando la tensione inversa di picco del generatore è maggiore della massima tensione inversa di picco applicabile ad un singolo diodo.

Per un corretto funzionamento in serie, è importante che la tensione inversa di picco sia divisa egualmente fra i singoli diodi. Altrimenti avviene che uno o più dei diodi della serie risulterà soggetto ad una ten-

sione inversa di picco maggiore di quella massima da esso sopportabile e di conseguenza può distruggersi. Siccome un guasto di questo tipo dà luogo ad una giunzione cortocircuitata, la tensione inversa di picco sui rimanenti diodi della serie aumenta, sottoponendo ogni diodo ad un maggiore valore di tensione inversa. Il guasto di un singolo diodo in una serie può portare così ad un effetto a valanga che distruggerà i rimanenti diodi se non si ha cura ad evitare questo inconveniente.

La distribuzione forzata delle tensioni in una serie è necessaria quando i singoli diodi hanno caratteristiche inverse molto diverse. Per equalizzare la suddivisione di tensione in corrente continua si possono applicare resistori in parallelo su ogni diodo delle serie (Fig. 30 A).

Il massimo valore dei resistori in parallelo per raggiungere un bilanciamento di tensione del 10 % o migliore è:

$$\text{resistenza in parallelo} = \frac{PIV}{2 \times (\text{mass. corr. inversa})} \quad (4-1)$$

Per esempio diodi per 600 V di PIV, aventi una corrente inversa di 0,3 mA alla massima tensione inversa, richiedono una resistenza in parallelo di 1 MΩ o meno.

Protezione dai transitori I diodi debbono essere protetti dai transitori di tensione che frequentemente sono molte volte più grandi della tensione massima inversa ammissibile. Transito-

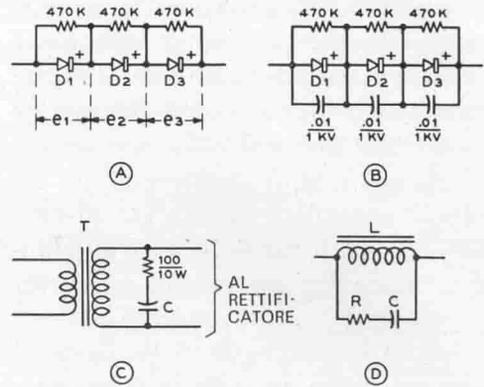


Figura 30

PROTEZIONE DEI CIRCUITI PER ALIMENTATORE A SEMICONDUCTORE

- A - La tensione di picco inversa deve essere distribuita egualmente tra i diodi collegati in serie. Se i diodi non hanno le stesse caratteristiche inverse adattate, occorrerà porre sui diodi resistori in parallelo.
- B - I diodi collegati in serie vanno protetti contro i transitori di commutazione ad alta tensione mediante condensatori in parallelo che equalizzino e assorbano i transitori uniformemente lungo la serie.
- C - Un soppressore di transitori posto sul secondario del trasformatore ad alta tensione protegge la serie di diodi dai transitori che frequentemente si hanno sulla linea di alimentazione alternata o che vengono creati da brusche variazioni della corrente magnetizzante del trasformatore di alimentazione.
- D - Circuiti soppressori posti in serie alle impedenze filtro assorbono una parte dell'energia sviluppata quando il campo magnetico della bobina si annulla, evitando così che l'impulso di corrente distrugga la serie dei diodi.

ri possono essere causati da interruzione della corrente continua nel carico, da commutazione del trasformatore o da una eccitazione a impulso dei circuiti LC dell'alimentatore o del carico.

Condensatori in parallelo ai diodi equalizzeranno ed assorbiranno uniformemente i transitori lungo la serie (Fig. 30 B). I condensatori in parallelo dovranno avere almeno 100 volte la capacità della giunzione del diodo e comunemente si trovano, nelle serie di diodi usati in apparecchiature progettate per servizi dilettantistici, capacità aventi valore di 0,01 μF o maggiori.

I diodi a valanga controllata aventi caratteristiche zener adattate nel punto di valanga, di solito non richiedono soppressori RC in parallelo, riducendo così l'ingombro dell'alimentatore e aumentando la sicurezza complessiva del circuito rettificatore. Nelle serie ad alta tensione è prudente effettuare la protezione dai transitori sotto forma di soppressori RC posti sul secondario del trasformatore di alimentazione (vedi Fig. 30 C). Il soppressore fornisce un percorso a bassa impedenza per i transitori ad alta tensione che frequentemente avvengono sulle linee di alimentazione alternata, oppure possono essere generati da brusche variazioni della corrente magnetizzante dei trasformatori di alimentazione, in conseguenza della commutazione della tensione primaria o del carico.

L'approssimato valore del condensatore da impulso in un tale circuito è dato da

$$\text{Capacità } (\mu\text{F}) = \frac{15 \times E \times I}{e^2} \quad (42)$$

dove

E è la tensione continua di alimentazione,

I è la massima corrente di uscita dell'alimentatore in ampere,

e è la tensione efficace dell'avvolgimento secondario del trasformatore.

I transitori ad alta tensione possono anche essere causati da impedenze filtro in serie soggette a brusche variazioni di carico. Un circuito soppressore RC posto ai capi dell'avvolgimento dell'impedenza può assorbire una parte dell'energia sviluppata quando il campo magnetico della bobina si annulla, evitando così che l'impulso di corrente distrugga la serie dei diodi. (Fig. 30 D).

Il valore approssimato della capacità per i transitori è

$$\text{Capacità } (\mu\text{F}) = \frac{L \times I^2}{10 \times E^2} \quad (43)$$

dove:

L è la massima induttanza dell'impedenza (in henry),

I è la massima corrente che passa attraverso l'impedenza (in ampere),

E è la massima tensione di alimentazione.

La resistenza in serie con il condensatore deve essere uguale all'impedenza di carico posta ai capi dell'alimentatore.

4-10. Alimentatori al silicio per SSB

Nella Fig. 31 sono illustrati tre alimentatori a semiconduttori. Il circuito A fornisce 500 V (bilanciati rispetto massa), con 0,5 A.

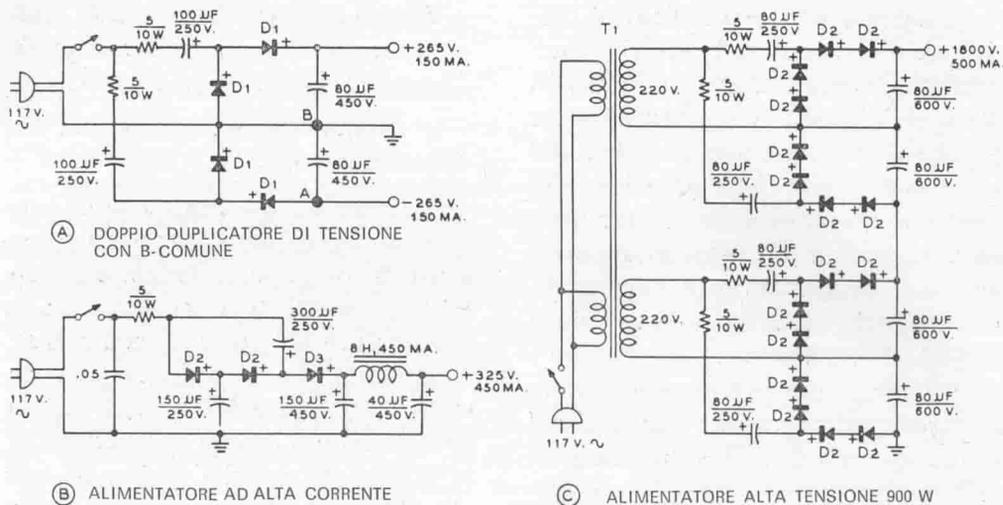


Figura 31

ALIMENTATORI A SEMICONDUCTORE

- A - Circuito quadruplicatore di tensione. Se viene considerato il punto A come massa invece del punto B, l'alimentatore sviluppa 530 V con 150 mA. L'alimentatore è « caldo » rispetto alla rete.
- B - Il triplicatore di tensione sviluppa 325 V con 450 mA. L'alimentatore è « caldo » rispetto alla rete.
- C - Alimentatore da 900 W per servizio a banda laterale unica che può essere costruito mediante due quadruplicatori di tensione funzionanti in serie, alimentati da un economico trasformatore del tipo « da distribuzione ». L'alimentatore presenta una buona stabilità di tensione dinamica.

ELENCO COMPONENTI:

- D_1 - cella di selenio Sarkes Tarzian mod. 150 oppure cella al silicio modello M-500.
 D_2 - cella di selenio Sarkes Tarzian mod. 500 oppure cella al silicio mod. M-500.
 T_1 - trasformatore di alimentazione da distribuzione, usato alla rovescia. Primario 230-460, secondario 115-230, 0,75 kVA. Chicago PCB-24750.

Se l'alimentatore è isolato da massa da un trasformatore 1 : 1 di 250 W di capacità, il punto A può essere collegato a massa e il punto B fornirà metà tensione.

Il circuito B è un triplicatore a mezza onda che sviluppa 450 V con 0,5 A. In questo circuito, un lato della linea di alimentazione è comune con il lato negativo dell'uscita.

Il circuito C fornisce 900 W con

0,5 A ed è costituito da 2 duplicatori di tensione alimentati da un trasformatore di distribuzione avente doppio avvolgimento 115-230 V.

Esigenze di alimentazione per il servizio SSB

Il ciclo utile (rapporto fra la durata della massima potenza di uscita e il tempo totale) di un ali-

mentatore nel servizio SSB o telegrafico è molto minore rispetto a quello di un alimentatore usato per apparecchiature in AM. Mentre l'alimentatore deve essere in grado di fornire una potenza di picco uguale alla potenza di alimentazione nel picco dell'involuppo della apparecchiatura a SSB per un tempo breve, la potenza media richiesta dal funzionamento in SSB con servizio vocale di solito si aggira su metà o meno della potenza di alimentazione richiesta nel picco dell'involuppo.

Pertanto, gli intervalli fra le pa-
role nel funzionamento in SSB forniscono periodi di bassa utilizzazione dell'alimentatore, esattamente come gli spazi nella trasmissione telegrafica consentono all'alimentatore di riposare durante la trasmissione.

Generalmente parlando, la erogazione media di potenza di un alimentatore progettato per servizio vocale intermittente (IVS) può essere più bassa del 25 % del livello di potenza assorbita nel picco dell'involuppo.

Le esigenze in telegrafia sono alquanto più alte di questo valore, dato che il livello di potenza medio in telegrafia si aggira sul 50 % del livello di picco per trasmissioni brevi. Pertanto, possono essere usati trasformatori di alimentazione di modesta capacità e perciò relativamente piccoli per il servizio intermittente vocale e per il servizio telegrafico, economizzando così notevolmente sia nel peso che nel costo.

La erogazione di potenza di un trasformatore può essere giudicata in base al suo peso, come si vede nel grafico della Fig. 32.

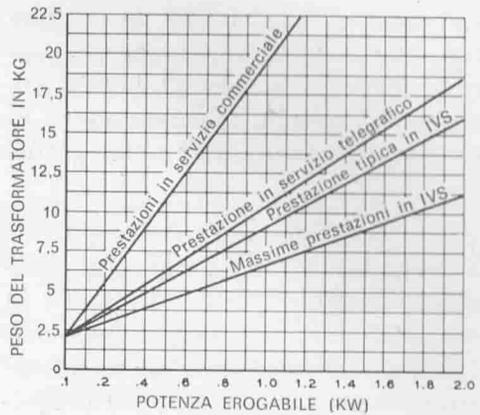


Figura 32

Il servizio vocale intermittente (IVS) in SSB consente al trasformatore di alimentazione di fornire una forte potenza di picco. Il rapporto di quasi 4:1 fra potenza di picco e potenza media può essere ottenuto con le massime prestazioni in IVS. La potenza erogabile dal trasformatore può essere determinata in base al peso.

Occorre ricordare che l'uso dell'alc (controllo automatico di livello) o della compressione vocale nel servizio SSB aumenta l'utilizzazione e quindi riduce il vantaggio dell'esigenza di potenza in IVS (servizio vocale intermittente).

L'esigenza in IVS è difficile da applicare a piccolissimi trasformatori di alimentazione, dato che la resistenza continua degli avvolgimenti del trasformatore tende a peggiorare la stabilità di tensione, al punto in cui diventa priva di significato l'esigenza IVS.

Un uso intelligente della esigenza IVS nella scelta del trasformatore di alimentazione, di rettificatori al silicio collegati in serie e di condensa-

tori elettrolitici del tipo da calcolatore può permettere il progetto e la costruzione di economici, leggeri alimentatori ad alta tensione adatti al funzionamento in SSB e in telegrafia.

Il progetto di alimentatori per IVS

(Servizio vocale intermittente)

La bassa utilizzazione in SSB e in telegrafia può servire vantaggiosamente nel progetto di alimentatori

per alta tensione per questi servizi.

Il trasformatore di alimentazione

Si possono usare trasformatori relativamente a bassa

tensione in servizio a duplicatore di tensione per fornire uno o due chilowatt di potenza di picco con potenziali che si aggirano fra 1000 e 3000 V.

I più adatti trasformatori di tensione sono previsti per servizio commerciale e le prestazioni IVS debbono essere determinate sperimentalmente. La Fig. 32 mostra una relazione fra i vari servizi, determinata in base a molte prove svolte su tipici trasformatori. I dati riportati illustrano la relazione fra il peso del trasformatore e la capacità di erogazione di potenza.

Il peso del trasformatore non comprende il peso della custodia e degli accessori di montaggio. Così, un trasformatore anodico che pesi circa 8 kg e che è previsto per servizio commerciale o industriale da 400 W avrà una capacità di picco di

800 W per servizio in telegrafia e di 950 W per servizio intermittente a banda laterale unica. In base a tale grafico, un trasformatore che abbia prestazioni da 2 chilowatt di potenza nel picco dell'involuppo a banda laterale unica può pesare meno di 10 kg. Nel grafico non è mostrato l'effetto della corrente di riposo degli amplificatori prelevata sull'alimentatore oppure l'effetto della corrente nei resistori zavorra. Entrambe queste correnti impongono un assorbimento continuo sul trasformatore di alimentazione e diminuiscono gravemente la possibilità del trasformatore in IVS.

In base a ciò le curve IVS della Fig. 32 sono limitate alle correnti zavorra necessarie per effetto dei resistori di equalizzazione dei condensatori filtro in serie e presuppongono che la corrente anodica di riposo dell'amplificatore sia limitata a pochi milliamperere mediante l'uso di un sistema di polarizzazione catodico controllato a voce.

Quando la corrente anodica di riposo dell'amplificatore rappresenta un'apprezzabile frazione della corrente anodica di picco, la capacità di potenza dell'alimentatore diminuisce al valore corrispondente al servizio in telegrafia.

Molti piccoli trasformatori di alimentazione funzionano con sicurezza con la presa centrale dell'avvolgimento secondario isolata dal potenziale di massa. Però, alcuni dei trasformatori più grandi sono progettati per avere la presa centrale a massa e in questo punto non si ha il sufficiente isolamento per permettere

il loro uso nelle configurazioni a ponte o a duplicazione di tensione.

L'unico modo per determinare che se l'isolamento della presa centrale è sufficiente consiste nell'usare il trasformatore e vedere se l'isolamento in questo punto scarica. In questa prova è consigliabile porre a massa la struttura del trasformatore sicché, se avviene la scarica, il trasformatore non assume il potenziale dell'avvolgimento secondario, evitando così una pericolosa scossa all'operatore.

Il rettificatore al silicio Esiste un'ampia varietà di rettificatori al silicio del tipo per TV e nuovi tipi vengono aggiunti quotidianamente. Generalmente parlando, rettificatori da almeno 600 V di tensione inverso di picco (PIV) aventi una corrente media rettificata di almeno 1 A a una temperatura ambiente di 75° centigradi, con una massima corrente d'impulso di 15 A su un solo ciclo, sono adatti per essere impiegati negli alimentatori usati nelle apparecchiature trasmettenti e dilettantistiche. Tali rettificatori di solito costano meno di 600 lire ciascuno.

Inoltre, sono disponibili serie di rettificatori utilizzando elementi a valanga controllata, con un costo minore di quello relativo alla costruzione di una serie completa di diodi con relativi circuiti RC di protezione.

Il rettificatore al silicio, se propriamente usato, raramente costituisce il fattore di limitazione nel pro-

getto degli alimentatori per IVS a corrente costante, purché venga incorporata nell'alimentatore una adeguata protezione ai transistori.

Il condensatore filtro I condensatori elettrolitici recentemente sviluppati, del tipo « da calcolatore » con foglio di alluminio, combinano un'alta capacità per unità di volume con moderata tensione di lavoro e un basso prezzo. I condensatori di questo tipo possono sopportare impulsi di tensione di breve durata del 15 % più alti rispetto alla loro tensione continua di lavoro.

In una disposizione in serie, i condensatori dovranno essere protetti mediante resistori equalizzatori di tensione.

I condensatori sono protetti in una custodia di mylar e possono essere montati sullo chassis oppure vicino a qualunque altro componente senza richiedere alcun isolamento fra loro. La serie può essere montata su uno chassis metallico mediante una unica fascetta metallica e ciò viene effettuato in alcuni apparati descritti nei precedenti capitoli.

Protezione contro gli eccessi di corrente Quando l'alimentatore viene acceso la prima volta, i condensatori filtro sono scarichi e costituiscono quasi un cortocircuito sul trasformatore di alimentazione e sulla serie di rettificatori. La corrente di carica di una serie di condensatori ad alta ca-

pacità può superare la massima corrente di picco ricorrente ammissibile per i rettificatori di alcuni tipi, danneggiando quindi i diodi.

La corrente di carica è limitata solo dall'impedenza in serie del circuito alimentatore, la quale consiste principalmente della resistenza ohmica del circuito (soprattutto dalla resistenza dell'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione) più la reattanza di dispersione del trasformatore.

I trasformatori che hanno un'alta resistenza del secondario e una sufficiente reattanza di dispersione di solito limitano l'eccesso di corrente, sicché non è necessaria un'addizionale protezione contro tale eccesso. Ciò però non avviene con i grandi trasformatori, i quali hanno una bassa resistenza del secondario e una bassa reattanza di dispersione. In ogni caso, per essere sicuri, è buona pratica limitare l'eccesso di corrente mantenendola dentro le possibilità della serie di diodi.

Nella Fig. 33 è illustrato un circuito limitatore di corrente che può essere aggiunto con piccola spesa a qualunque alimentatore. Il resistore limitatore di corrente (R) risulta inizialmente inserito in circuito quando l'alimentatore viene acceso, ma successivamente viene cortocircuitato dal relé RY dopo che sia trascorso un tempo sufficiente a caricare parzialmente i condensatori filtro dell'alimentatore. La bobina del relé è in un semplice circuito a tempo di ritardo, costituito da R_1-C_1 . Il relé può essere regolato variando il valore di capacità e richiederà solo circa 0,5 se-

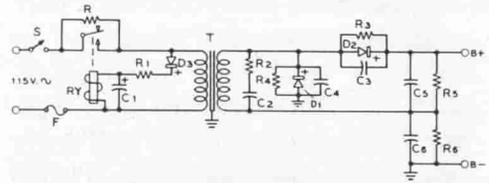


Figura 33

PROTEZIONE DI ALIMENTATORI CONTRO L'ECESSO DI CORRENTE

La corrente di carica dei condensatori filtro può essere limitata da un'impedenza in serie all'alimentatore. Nel circuito duplicatore di tensione qui mostrato, il resistore R in serie al primario limita l'eccesso di corrente ai valori sopportabili dai diodi. Il resistore di limitazione viene cortocircuitato dopo che sia trascorso un tempo sufficiente affinché i condensatori filtro risultino parzialmente carichi. Il tempo di ritardo di 0,5 secondi è di solito sufficiente. La combinazione R_1-C_1 determina il tempo di ritardo.

È usato il soppressore di transitori al secondario (R_2-C_2) e sono impiegati su ciascun diodo della serie di diodi circuiti di equalizzazione a RC in parallelo.

I condensatori filtro (C_3, C_4) sono condensatori elettrolitici del tipo « da calcolatore », in serie con resistori a filo da 10 k Ω - 10 W posti su ciascuno dei condensatori.

condi per il suo funzionamento. Relé surplus da 24 V c.c. usati nei circuiti di avviamento dei gruppi motore - dinamo funzionano bene in questa applicazione, dato che essi hanno contatti grandi a bassa resistenza e un valore ragionevole di resistenza della bobina (250 Ω circa).

Pratici alimentatori per IVS

Un alimentatore a duplicatore di tensione per IVS può essere progettato mediante le Figure 32 e 34. È usato un circuito duplicatore come quello di Fig. 33.

Un duplicatore di tensione a onda intera è preferibile rispetto al

tipo a mezza onda, dato che il primo carica i condensatori filtro in parallelo e li scarica in serie, per ottenere così una più alta tensione continua a parità di tensione di picco dell'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione. Ciò fa economizzare peso e costo nel trasformatore.

Riferendoci alla Fig. 33, i conden-

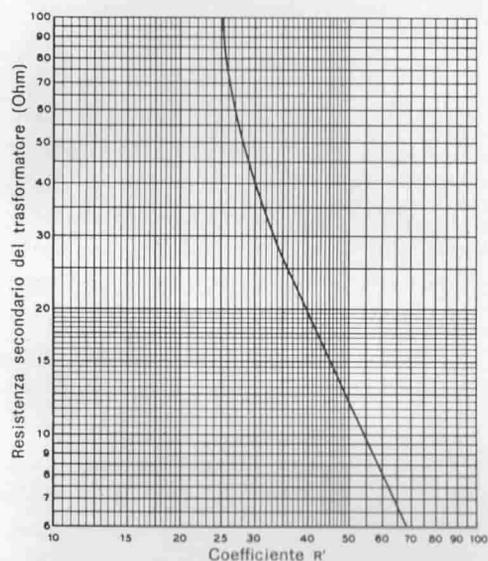


Figura 34

GRAFICO DEL COEFFICIENTE R' PER ALIMENTATORI PER IVS

Mediante questo grafico può essere determinata la tensione continua a pieno carico di un alimentatore a duplicatore di tensione previsto per IVS. Si misura la resistenza del secondario del trasformatore e si trova il coefficiente R' . Per esempio un trasformatore che abbia una resistenza al secondario di 20 Ω ha un coefficiente R' di circa 40. Tale coefficiente viene introdotto nella formula (4-5) per calcolare la tensione continua dell'alimentatore a pieno carico.

Per l'uso con circuito a ponte, il coefficiente R' ricavato da questo grafico deve essere diviso per 2,5 prima di venire usato nella formula.

satori filtro C_5 e C_6 sono caricati su semiperiodi alternati, ma siccome i condensatori sono in serie sul carico, la frequenza di ondulazione ha un valore doppio di quella di rete.

Un secondo vantaggio del duplicatore a onda intera rispetto al tipo a mezza onda è che il primo tende ad autoprotettersi contro i transistori di commutazione. Una serie di diodi è sempre in stato di conduzione, indipendentemente dalla polarità del transitorio, e i transistori quindi si scaricano nella serie di condensatori filtro. La serie di condensatori filtro è prevista per la tensione di picco in assenza di carico (più un coefficiente di sicurezza), mentre i diodi rettificatori debbono essere in grado di sopportare il doppio della tensione di picco in assenza di carico (più un coefficiente di sicurezza).

La buona pratica costruttiva richiede che la tensione continua di lavoro di ogni sezione della serie di condensatori deve essere uguale al picco della tensione alternata del trasformatore di alimentazione (1,41 volte la tensione efficace al secondario) più un 15% di coefficiente di sicurezza.

Il fattore R' La tensione alternata al secondario, la resistenza del secondario, la reattanza del circuito e le prestazioni IVS di un trasformatore determinano la sua bontà nel servizio a duplicatore di tensione. L'effetto finale di queste caratteristiche può essere espresso da un fattore empirico R' come si vede nella Fig. 34 e che entra nella relazione (4-5).

Per esempio, supponiamo che il trasformatore di alimentazione di cui si dispone pesi 9,5 kg, con un avvolgimento secondario di 840 V (efficaci) e una resistenza ohmica del secondario di 8 Ω . Le prestazioni IVS di questo trasformatore (in base alla Fig. 32) sono di circa 1,5 kW come potenza nel picco dell'inviluppo, oppure piú alte.

La tensione appropriata continua in assenza di carico per un alimentatore IVS che faccia uso di questo trasformatore in un circuito a duplicatore di tensione, come quello di Fig. 33 è

$$E_{a \text{ vuoto}} = 2,81 e \quad (4.4)$$

dove

e è la tensione efficace del secondario.

Quindi, questo trasformatore fornirà una tensione continua di alimentazione in assenza di carico di circa 2360 V. La tensione a pieno carico risulterà alquanto minore rispetto a questo valore.

Per la massima prestazione di potenza di 1,5 kW, è necessaria una corrente a pieno carico di circa 0,75 A con una tensione continua a pieno carico di circa 2000 V. Questa è una cifra realistica, dato che un traguardo di 2000 V a pieno carico costituisce una scelta adeguata.

La tensione a pieno carico progettata per un alimentatore del tipo a duplicatore può essere determinata mediante l'aiuto del fattore R' e calcolata in base alla relazione

$$E_{\text{carico}} = E_{a \text{ vuoto}} - R'(I \times R) \quad (4.5)$$

dove

R' è determinato con la Fig. 34,

I è la massima corrente di carico in ampere,

R è la resistenza del secondario del trasformatore.

Per questo esempio, R' è circa 60 per la resistenza del secondario di 8 Ω e la tensione continua a pieno carico dell'alimentatore risulta (in base alla relazione 4-5) di circa 2000 V.

La tensione rettificata di picco su tutto il gruppo di condensatori filtro è uguale alla tensione continua in assenza di carico (relazione 4-4) ed è di 2360 V. Sei condensatori elettrolitici del tipo « da calcolatore » da 240 μF -450 V in serie forniscono una capacità effettiva di 40 μF , con una tensione di lavoro di 2700 V (la tensione di picco ammissibile risulta di 3000 V), con un margine di sicurezza sufficiente. Ogni condensatore ha in parallelo due resistori da 100 k Ω -2 W, in parallelo tra loro.

La tensione di picco inversa totale per la serie di diodi è il doppio della tensione di picco rettificata (relazione 4-4) ed è di 4720 V. Si consiglia un coefficiente di sicurezza del 100 % per la serie completa, per cui la tensione di picco inverso dovrà essere di circa 9440 V. Il numero di singoli diodi in una corretta serie è

$$\text{Numero di diodi} = \frac{11,2 \times (\text{tensione efficace})}{(\text{PIV di ogni diodo})}$$

Per esempio, si sceglieranno rettificatori con tensione inversa di picco di 600 V, e sono necessari 16 ret-

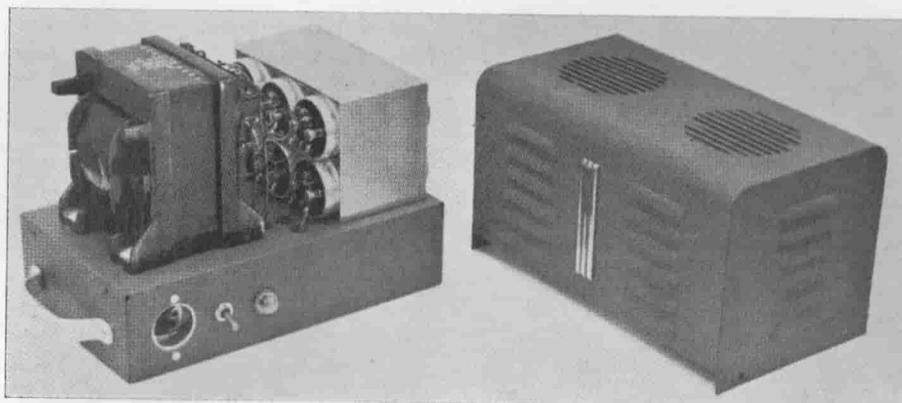


Figura 35

COMPATTO ALIMENTATORE DA 1 kW PER IVS PER SSB E TELEGRAFIA

Questo alimentatore sviluppa 2250 V a 500 mA per funzionamento in SSB e 2400 V a 400 mA per funzionamento in telegrafia. L'alimentatore è costruito su uno chassis che misura cm 31 x 18 x 23 (Bud CA-1751). I condensatori elettrolitici sono tenuti in posizione da una fascetta tagliata da una lastra di alluminio. La presa di alimentazione del primario, l'interruttore di alimentazione e la lampada al neon sono sulla parete anteriore dello chassis, con il fusibile del primario e la presa ad alta tensione Miller sulla parete posteriore. La serie di diodi ad alta tensione è montata sotto lo chassis su una basetta di bachelite.

tificatori, 8 per ogni metà della serie.

La corrente di carica della serie dei condensatori può essere con sicurezza trascurata se l'alimentatore viene alimentato attraverso un resistore in serie al primario (R) come quello della Fig. 33. Sono consigliabili diodi da 1 A, aventi un picco di corrente ammissibile per un solo ciclo di 15 o 30 A, per uso generale.

I più comuni rettificatori al silicio (per esempio 1N3195 e 1N4005) possono sopportare impulsi di corrente su un solo ciclo di 30 A e non sono più costosi dei vecchi tipi di rettificatori a giunzione a lega (per esempio 1N547 e 1N1492) aventi la possibilità di sopportare un picco di corrente molto più basso per un solo ciclo.

4-11. Alimentatore da 1 kW per servizio vocale intermittente

Nelle Figg. 35 e 36 è riportato un tipico alimentatore da 1 kW per servizio vocale intermittente, progettato secondo i dati avanti riportati.

Questo alimentatore è basato su un ciclo di utilizzazione del 40 % e può essere usato per servizio telegrafico a un livello di 1 kW oppure per servizio in SSB per 1,2 kW come potenza di alimentazione nel picco dell'inviluppo.

La stabilità dell'alimentatore è mostrata nel grafico (Fig. 36) e questa unità è in grado di sviluppare 2600 V con 0,5 A in funzionamento IVS. La tensione in assenza di carico sale a 2750 V. L'alimentatore è adatto per far funzionare alla massima

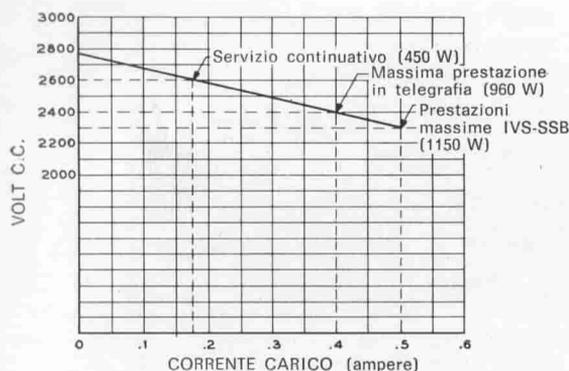


Figura 36

CURVA DI STABILITA' DELL'ALIMENTATORE DA 1 kW PER IVS

L'alimentatore impiega il circuito di Fig. 33. Il resistore R di protezione in serie al primario è di 5Ω - 50 W. Il resistore R_2 di protezione contro i transistori sul secondario è di 200Ω - 10 W. Il condensatore C_2 di protezione contro i transistori è di $0,02 \mu\text{F}$, 3 kV (Aerovox P 89-M). Sono usati sedici diodi tipo 1N2071 (600 V PIV) in un gruppo come quello di Fig. 41 e 42. I condensatori in parallelo ai diodi sono da $0,01 \mu\text{F}$ - 600 V ceramici a disco e i resistori in parallelo sono da $470 \text{ k}\Omega$ - 0,5 W. Sono usati sei condensatori filtro da $240 \mu\text{F}$ - 450 V in serie, ogni condensatore ha in parallelo due resistori da $100 \text{ k}\Omega$ - 2 W in parallelo. Il relé di ritardo (RY) ha una bobina a 24 c.c. con una resistenza di 280Ω (Potter-Brumfield PR5-DY) i cui contatti sono previsti per 25 A. Il tempo di ritardo è di circa 0,5 secondi e dipende principalmente dalla costante di tempo di R_1-C_1 . I valori suggeriti sono $800 \mu\text{F}$ (50 V lavoro) per C_1 e 600Ω , 10 W per R_1 ; il diodo D_3 può essere del tipo 1N2070. Il trasformatore di alimentazione illustrato è del tipo surplus avente un primario a 115-230 V e un secondario per 960 V. Il peso del trasformatore è di circa 8 kg ed esso può erogare 1,5 kW in servizio IVS. Un'alternativa commerciale è Hill-Magnetics Co., 2201 Bay Road Redwood City Calif N° HMP-1939A. Questo compatto trasformatore da 825 V ha una stabilità migliore e può erogare con continuità 1 kW (2 kW nel servizio IVS) fornendo 2000 V ad un carico continuo di 500 mA.

Un trasformatore avente minore resistenza al secondario e leggermente minore tensione al secondario potrebbe fornire una migliore stabilità di tensione. Il trasformatore a 840 V avente un secondario da 8Ω trattato precedentemente sarebbe l'ideale in questa applicazione.

L'alimentatore è costruito su un chassis da amplificatore in acciaio, con un robusto coperchio. La serie di diodi è montata su un pannello di bachelite forata sistemata sotto lo chassis. I condensatori elettrolitici sono collegati fra loro e tenuti in posizione sullo chassis da una fascetta ricavata da una lastra di alluminio. L'interno della fascetta è allineato e coperto con un pezzo di materiale plastico ricavato da una scatola di cibi congelati. I resistori di equalizzazione di tensione sono collegati ai terminali dei condensatori.

Normalmente occorrono circa 10 secondi per la scarica completa dei condensatori filtro, quando il carico è distaccato dall'alimentatore. Si raccomanda che l'alimentatore venga scaricato con un resistore da 1000Ω - 100 W prima di intraprendere qualunque lavoro sull'apparato.

I componenti dell'alimentatore e tutti i terminali debbono essere ben protetti contro contatti accidentali. La tensione sviluppata da questo alimentatore è mortale e i condensatori filtro mantengono una carica considerevole per un tempo sorprendentemente lungo. Questo è il prezzo che si paga per un progetto a utilizzazione intermittente e occorre fare attenzione nell'uso di questa apparecchiatura.

potenza ammissibile un tubo 3-400Z o può essere usato con una coppia di tubi 813,4CX250B, oppure 4CX-300A a un livello del chilowatt.

Per ridurre la corrente di riposo e il consumo di potenza, si raccomanda di applicare la polarizzazione catodica allo stadio amplificatore lineare, mostrata nei vari progetti illustrati in questo libro. Durante la trasmissione, il resistore catodico può essere cortocircuitato dai contatti del relé VOX, ripristinando il corretto funzionamento dello stadio.

Impiegando un altro trasformatore a 1100 V, l'alimentatore sviluppa 2600 V in telegrafia, con 380 mA.

La prestazione con servizio vocale intermittente è di 500 mA (1,25 kW, nel picco dell'involuppo). La tensione in assenza di carico è di circa 3100 V e sono necessari otto condensatori elettrolitici invece di sei.

4-12. Alimentatore da 2 kW di potenza nel picco dell'involuppo per SSB

L'alimentatore che ora descriveremo è progettato per la massima potenza ammissibile per servizio dilettantistico. Esso è in grado di fornire una potenza di 1,2 kW per telegrafia (utilizzo 50%) e 2 kW nel servizio vocale intermittente per funzionamento in SSB. L'alimentatore è ideale per un amplificatore con griglia a massa che impieghi un solo tubo 3-1000 Z, 4-1000 A, o una coppia di tubi 3-400 Z. Nella Fig. 38 è visibile la stabilità di questo alimentatore. Nell'alimentatore è incorporato un voltmetro per controllare con continuità la tensione anodica.

L'alimentatore fa uso del circuito di Fig. 33. Nella serie dei rettifica-



Figura 37

COMPATTI COMPONENTI PER MODERNI ALIMENTATORI

Il recente sviluppo dei componenti compatti consente la costruzione di alimentatori ultracompatti di capacità eccezionalmente grande. In primo piano vi sono tre moduli rettificatori a valanga controllata che prendono il posto dei rettificatori di potenza e dei relativi trasformatori (Diodes, Inc., Chatsworth, Calif.).

A sinistra vi è un modulo duplicatore di tensione che fornisce 3.000 V cc - 1 A (DI-1446C). Al centro vi è il modulo rettificatore a ponte per tensione efficace di entrata fino a 1400 V con corrente di carico di 1,5 A (DI-BR-820 A).

A destra vi è il modulo rettificatore a ponte per tensione efficace di entrata fino a 10.000 volt e corrente di carico di 1,5 A (DI-BR-8100 A). A causa della caratteristica a valanga controllata di questi moduli, non è necessario alcun circuito di protezione sui singoli diodi del modulo.

A sinistra vi è un condensatore elettrolitico da 240 μ F - 450 V « da calcolatore », adatto per essere collegato in serie con altri condensatori negli alimentatori ad alta tensione (Mallory, tipo CG).

Il trasformatore di alimentazione, in fondo, ha l'avvolgimento su nucleo di hypersil e fornisce 2000 V c.c. con 500 mA (servizio continuo) in configurazione a duplicatore impiegante il rettificatore DI-1446C. (Hill Magnetics, Inc. Redwood City, Calif.).

tori sono usati venti diodi da 600 V di picco inverso per fornire una tensione inversa di picco totale di 12 kV, che consente un ampio coefficiente

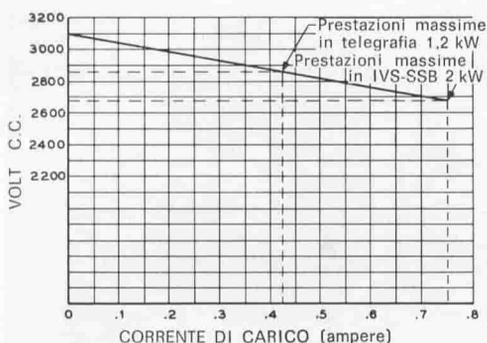


Figura 38

CURVA DI STABILITA' DELL'ALIMENTATORE DA 2 kW PER IVS

L'alimentatore usa il circuito di Fig. 33. I componenti di protezione sono riportati nella didascalia della Fig. 36, eccetto che il condensatore di protezione (C_2) deve resistere a 5 kV.

Sono usati venti diodi tipo 1N2071 (600 V PIV) montati in maniera simile a come mostrato nelle Figg. 41 e 42. Otto condensatori da 240 μ F - 450 V lavoro (500 V picco) servono a fornire i 30 μ F di capacit  effettiva. Due resistori da 10 k Ω - 2 W sono montati in parallelo su ciascun condensatore. I componenti del circuito di ritardo sono suggeriti nella Fig. 36.

Il trasformatore usato ha una tensione al primario di 115-230 V e 1100 V al secondario, con erogazione di 1,2 kW in servizio intermittente (Berkshire Transformer Co., Kent, Conn., N $^\circ$ BTC-4905B).

di sicurezza. Nel filtro sono usati otto condensatori da 240 μ F - 450 V, che forniscono una capacit  effettiva da 30 μ F con 3600 V di tensione di lavoro.

La tensione sul condensatore « in basso » della serie   controllata da un milliamperometro da 1 mA ritardato per indicare una tensione a fondo scala di 4 kV e che viene usato con un moltiplicatore in serie per fornire un'indicazione a fondo scala di 5000 V. Un amperometro a corrente

continua da 1 A fondo scala   posto in serie con il terminale negativo della piastrina con terminali ad alta tensione.

L'alimentatore   costruito su uno chassis di ferro da amplificatore, con lo stesso stile dell'alimentatore da 1 kW precedentemente descritto. Tutte le precauzioni di sicurezza precedentemente indicate debbono essere osservate anche con questo alimentatore.

4-13. Alimentatori con rettificatore a ponte per servizio vocale intermittente

Il circuito rettificatore a ponte   alquanto pi  efficiente rispetto al circuito ad onda intera con presa centrale, in quanto a parit  di carico, il primo fornisce una maggiore corrente continua per unit  di corrente efficace del trasformatore, rispetto al circuito a onda intera con presa centrale.

Siccome vi sono due rettificatori nei rami opposti del ponte che conducono quando la tensione alternata   al suo valore di picco, gli altri due rettificatori risultano polarizzati inversamente al valore di picco della tensione alternata.

Pertanto il circuito raddrizzatore a ponte richiede che i rettificatori sopportino solo met  della tensione inversa di picco cui debbono resistere i rettificatori nel circuito ad onda intera con presa centrale.

Nella condizione di massima tensione inversa, quest'ultimo circuito

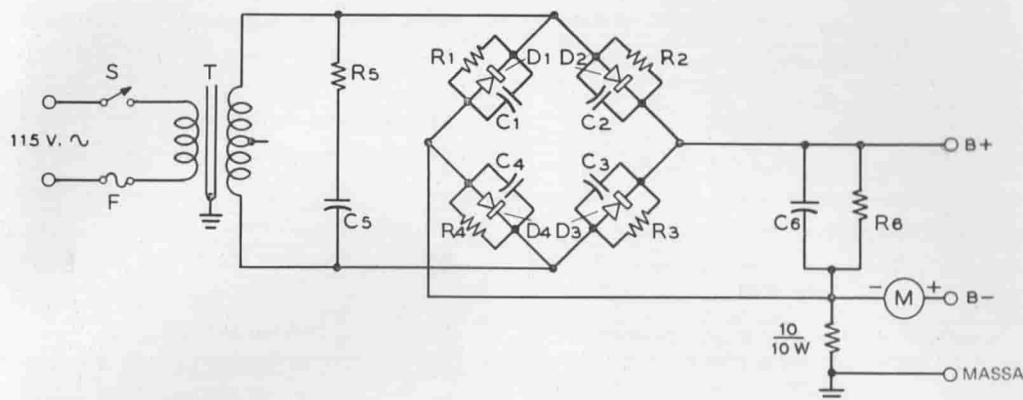


Figura 39

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTAZIONE A PONTE DA 500 W PER IVS

Il gruppo dei diodi (C_1 - D_1 - R_1 , ecc.) è costituito ciascuno da: un diodo 1N2071 in parallelo con un condensatore ceramico o a mica da $0,01 \mu\text{F}$ e un resistore da $470 \text{ k}\Omega$, $0,5 \text{ W}$. Ogni ramo del ponte richiede sei gruppi, come si vede nelle Figg. 41 e 42. Il circuito di protezione del secondario (C_5 - R_5) è costituito da un resistore da 100Ω , 100 W in serie con un condensatore da $0,02 \mu\text{F}$, 3 kV (Aerovox P89-M). Il trasformatore di alimentazione ha 1200 V con presa centrale, previsto per 200 mA (Stancor PC-8414 oppure Thordarson 22R26). Il gruppo filtro impiega 4 condensatori elettrolitici da $120 \mu\text{F}$ - 450 V in serie, con resistori da $10 \text{ k}\Omega$ - 10 W su ciascun condensatore. Lo strumento M è un milliamperometro da 500 mA fondo scala.

È usato un fusibile S da 10 A . Per sicurezza il nucleo del trasformatore è a massa.

applica a un ramo del rettificatore la somma della tensione di picco alternata più la tensione immagazzinata sul condensatore.

4-14. Alimentatore a ponte da 500 W per IVS

Nella Fig. 39 è riportato lo schema elettrico di un alimentatore a ponte da 500 W progettato mediante un economico trasformatore di alimentazione del tipo da televisione. L'avvolgimento secondario è da 1200 volt non presa centrale e con una corrente ammissibile di 200 mA . Il peso del trasformatore è di $3,5 \text{ kg}$ e

la massima prestazione in IVS è di circa 500 W . La resistenza del secondario è di 100Ω .

Usato con collegamento a ponte, il trasformatore fornisce un alimentatore pratico ed economico che sviluppa circa 1250 V con una corrente di picco che si aggira sui 380 mA in servizio IVS.

La tensione in assenza di carico è di circa 1600 V . Per uso in telegrafia la corrente ottenibile è di 225 mA su 1400 V (circa 300 W).

La massima tensione inversa di picco è di 1700 V , sicché ogni ramo del ponte deve sottostare a questa tensione.

Ammettendo un coefficiente di sicurezza del 100% occorre che ogni

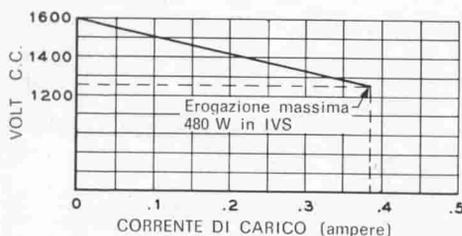


Figura 40

**CURVA DI STABILITA' DELLA TENSIONE
DELL'ALIMENTATORE A PONTE DA 500 W**

ramo sopporti 3400 V di tensione inversa di picco e ciò può essere ottenuto mediante sei diodi da 600 V di tensione inversa di picco in serie, con un appropriato circuito RC su ogni diodo. L'insieme di diodi è costruito su un pannello di bachelite uno dei quali è illustrato nelle Figg. 41 e 42. Sono necessari in totale 24 diodi rettificatori.

Quattro condensatori elettrolitici da 120 μ F - 450 V in serie forniscono 30 μ F alla tensione di lavoro di 1800 volt. Il negativo dell'alimentatore è isolato da massa per effetto del resistore da 10 Ω - 10 W che permette la misura della corrente anodica nel terminale negativo dell'alimentazione mentre l'alimentatore e l'amplificatore rimangono entrambi al potenziale di massa.

Quest'alimentatore è progettato per alimentare due tubi 811A in circuito con griglia a massa. I tubi sono polarizzati all'interdizione della corrente anodica, nella condizione di attesa, da un resistore catodico che viene cortocircuitato dai contatti del circuito « premere per trasmettere » oppure VOX.

L'alimentatore è costruito in una custodia chiusa da amplificatore, simile a quella mostrata nella Fig. 35.

Il collegamento B+ è fatto con un tratto di cavo coassiale RG-8/U, usato insieme con un connettore coassiale ad alta tensione.

4-15. Alimentatore per ricetrasmettitore a SSB

Con un trasformatore facilmente reperibile del tipo per ricambio TV si può realizzare un economico alimentatore per servizio vocale intermittente (IVS) in grado di alimen-

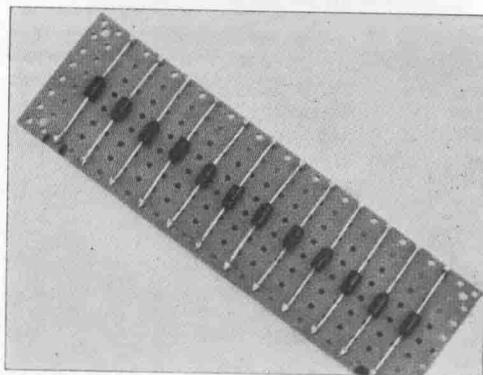


Figura 41

GRUPPO DEI DIODI DI ALTA TENSIONE

Si possono collegare in serie economici diodi del tipo da TV per fornire un alto valore di tensione inversa di picco. In questa foto sono mostrati dodici diodi tipo 1N2071 montati su una piastrina di bachelite. I diodi sono saldati ai rivetti fissati sulla piastrina. Quando si saldano i collegamenti del diodo occorre usare una pinza a punte piatte come dissipatore di calore. Si tiene con la pinza il collegamento tra il corpo del diodo e la saldatura, permettendo così alla pinza di assorbire il calore della saldatura.

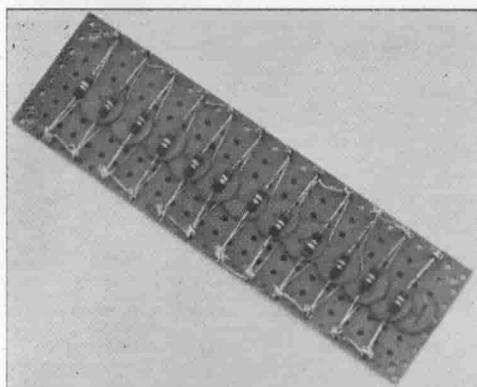


Figura 42

LA SERIE DI DIODI AD ALTA TENSIONE VISTA DA DIETRO

I condensatori in parallelo e i resistori sono montati posteriormente nella piastrina di bachelite. Ogni gruppo resistore-condensatore-diodo ha un'unica coppia di terminali di montaggio, che sono collegati l'uno all'altro per disporre i diodi in serie. Questo sistema fornisce la migliore dispersione di calore per i componenti. Il gruppo è montato a circa 2,5 - 3 cm di distanza dallo chassis, mediante viti da 4 mm e isolatori ceramici posti agli angoli della piastrina.

tare un eccitatore a SSB o un ricetrasmittitore fino a una potenza di alimentazione di 300 W nel picco dell'involuppo (Fig. 43).

L'uso di condensatori elettrolitici del tipo « da calcolatore » permette di mantenere la massima potenza durante i picchi vocali, mentre consente anche al trasformatore di funzionare entro le sue prestazioni medie di potenza, anche per lunghi periodi di tempo.

L'alimentatore è progettato per sviluppare 750 V con 300 mA di corrente media (400 mA di corrente di picco), e 250 V con 200 mA di cor-

rente di picco. Esso sviluppa anche le tensioni di polarizzazione e di filamento.

Nel circuito rettificatore a ponte sono impiegati diodi a valanga controllata, che eliminano i normali circuiti RC in parallelo su ogni singolo diodo rettificatore.

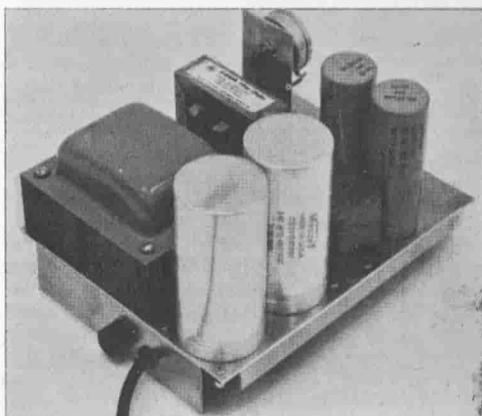


Figura 43

ALIMENTATORE DA 300 W IN IVS PER RICETRASMETTITORE PER SSB

Questo compatto alimentatore previsto per IVS fornisce tutte le tensioni di funzionamento necessarie per azionare i più popolari ricetrasmittitori a SSB. L'alimentatore impiega un trasformatore di alimentazione del tipo da ricambio per televisione, insieme con un circuito rettificatore a ponte. L'apparato è progettato per essere posto nella custodia dell'altoparlante del ricetrasmittitore e lo chassis deve essere sagomato per adattarsi alla particolare custodia di altoparlante piegata. Se si vuole, l'alimentatore può essere costruito su uno chassis che abbia un robusto coperchio da porre sotto il tavolo della stazione.

Il trasformatore di alimentazione è a sinistra, con i condensatori filtro da 240 μ F - 450 V in primo piano. I condensatori sono montati su una basetta di bachelite che è fissata allo chassis. Le due impedenze filtro sono dietro, insieme con i condensatori filtro a bassa tensione e il potenziometro di regolazione della polarizzazione. Il trasformatore di filamento collegato all'inverso è dietro sullo chassis. I rettificatori a semiconduttore sono posti sotto lo chassis.

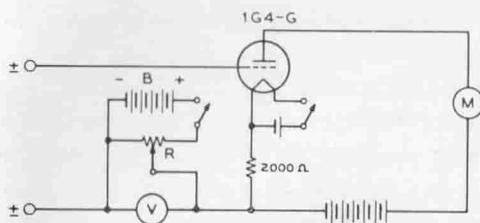


Figura 45

VOLTMETRO ELETTRONICO CON RIPORTO A ZERO

Collegando una sorgente variabile di tensione in serie con l'entrata di un normale voltmetro elettronico, o in serie con il semplice voltmetro a triodo mostrato in figura, si può realizzare un voltmetro elettronico con riporto a zero per la misura delle tensioni di picco. Il resistore R dovrà essere di circa 1000Ω per ogni volt sviluppato dalla batteria B . Questo tipo di voltmetro elettronico ha il vantaggio che può fornire la lettura dell'effettivo picco di tensione dell'onda da misurare, senza assorbire alcuna corrente dalla sorgente di tensione.

Per funzionamento a banda laterale unica, l'alimentatore può essere usato per alimentare un amplificatore lineare da 2000 W di potenza nel picco dell'involuppo.

A causa del fatto che il peso totale dei componenti è di oltre 80 kg, l'alimentatore deve essere costruito direttamente sulla parte inferiore di un sostegno per pannelli normalizzati (rack) invece che su uno chassis di ferro.

Le bobine di soppressione dei disturbi a RF (IRF_1 - IRF_2) sono fissate direttamente ai terminali ad alta tensione del trasformatore anodico. I due tubi rettificatori 872 A sono situati in modo che i collegamenti dal-

le impedenze a RF ai cappellotti di anodo siano lunghi solo 7 cm.

Per far risonare l'impedenza filtro su circa 100 Hz è impiegato un condensatore a carta da $0,15 \mu\text{F}$ - 5000 V, con una corrente zavorra di 25 mA. Quando viene assorbita la massima corrente, l'induttanza dell'impedenza filtro diminuisce, ciò che disaccorda il circuito risonante in parallelo. Si ottiene così una migliore stabilità della tensione; la tensione in assenza di carico risulta solo di 200 V più alta rispetto alla tensione a pieno carico.

4-17. Voltmetro elettronico

Il voltmetro elettronico è sostanzialmente un rivelatore nel quale una variazione nel segnale applicato all'entrata produce una variazione nello strumento indicatore (di solito uno strumento d'Arsonval) posto sul circuito di uscita.

Il voltmetro elettronico può usare un diodo, un triodo o un tubo a molti elettrodi (oppure può essere transistorizzato) e può essere usato per misure di tensioni alternate o continue. La ragione principale dell'impiego del voltmetro elettronico nelle misure di tensioni continue è la grandissima resistenza di entrata che esso presenta. Ciò significa che un voltmetro elettronico può essere usato per una misura sulle linee CAV, CAF, per la misura della tensione di uscita dei discriminatori, dove non può essere tollerato alcun carico del circuito.

Voltmetri elettronici per tensioni alternate Vi sono molti differenti tipi di voltmetri elettronici per tensioni alternate e tutti funzionano con qualche tipo di rettificatore per fornire un'indicazione su uno strumento a corrente continua.

Vi sono due tipi generali: quelli che danno l'indicazione del valore efficace dell'onda (o approssimativamente di questo valore di un'onda complessa) e quelli che danno l'indicazione del valore di picco o di cresta dell'onda.

Siccome la regolazione e la taratura di un voltmetro elettronico a molte portate è piuttosto noiosa, in molti casi sarà meglio acquistare uno strumento commerciale già costruito. Parecchi eccellenti strumenti commerciali sono sul mercato in questo momento, inoltre vi sono scatole di montaggio per la costruzione domestica di voltmetri elettronici che funzionano soddisfacentemente, costruite da parecchi fabbricanti. Questi sono del tipo a molte portate per tensioni alternate e continue, ad alta sensibilità, e inoltre presentano la caratteristica di possedere un ohmetro elettronico che può dare indicazioni fino a 500 o 1000 M Ω .

Voltmetro elettronico di picco per tensioni alternate Vi sono due tipi comuni di voltmetri elettronici indicanti il picco. Il primo è il così detto tipo «con riporto a zero» nel quale viene usato un semplice voltmetro elettronico insieme con una sorgente di po-

larizzazione inversa in serie con l'entrata.

Con questo tipo di voltmetro (Figura 45) i terminali vanno collegati alla tensione da misurare e si regola il resistore R di riporto a zero fino ad ottenere sullo strumento un'indicazione (denominata « falso zero ») eguale a quella che si ha quando i puntali sono cortocircuitati e la tensione di riporto a zero è nulla. Allora il valore della tensione di azzeramento (letta su V) è uguale al valore di picco della tensione da misurare.

Il voltmetro con riporto a zero ha l'inconveniente che le sue indicazioni non sono istantanee dato che deve venire regolato per ogni misura di tensione. Per questa ragione questo voltmetro non viene comunemente usato, ma è sostituito dal voltmetro elettronico del tipo con rettificatore a diodo, ossia di picco, per la maggior parte delle applicazioni.

Voltmetro di picco a diodo ad alta tensione Nella Fig. 46 è riportato lo schema elettrico di un voltmetro elettronico a diodo adatto per la misura di alti valori di tensione alternata. Con i componenti indicati, il voltmetro ha due portate: 500 e 1500 V di picco a fondo scala.

I condensatori C_1 e C_2 debbono essere in grado di resistere ad una tensione superiore alla massima tensione di picco da misurare. Analogamente R_1 e R_2 debbono essere in grado di resistere a tale tensione. Il metodo più facile e più economico per ottenere questi resistori consiste

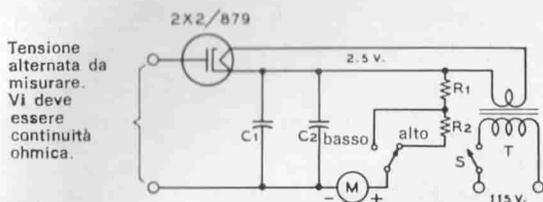


Figura 46

SCHEMA ELETTRICO DI UN VOLTMETRO DI PICCO PER ALTA TENSIONE

Questo voltmetro di picco è utile per la misura delle tensioni di picco con livelli di potenza sufficientemente alti e con sorgenti di impedenza moderatamente bassa.

C_1 - 0,001 μ F a mica ad alta tensione.

C_2 - 1 μ F a carta ad alta tensione.

R_1 - 500.000 Ω (2 da 0,25 M Ω , 0,5 W in serie).

R_2 - 1 M Ω (4 da 0,25 M Ω , 0,5 W in serie).

T - Trasformatore filamento da 2,5 V - 1,75 A.

M - Milliamperometro 1 mA fs.

Commutatore alto-basso - commutatore 1 via - 2 posizioni.

Nota: C_1 è in parallelo con C_2 , la cui reattanza induttiva può essere considerevole alle frequenze alte.

nell'usare resistori a bassa tensione collegati in serie, come si vede nella Fig. 46.

Si possono aggiungere altre portate variando il valore di questi resistori, ma per tensioni minori di alcune centinaia di volt si può ottenere una taratura più lineare usando un diodo del tipo da ricezione. Si dovrà eseguire una curva di taratura per eliminare il sensibile errore dovuto all'alta resistenza interna del diodo, che impedisce al condensatore di caricarsi al massimo valore di picco della tensione da misurare.

Un voltmetro di picco a diodo a lettura diretta del tipo di quello illustrato in Fig. 46 caricherà la sorgente di tensione con una resistenza

uguale a circa metà del valore della resistenza di carico del circuito (R_1 oppure $R_1 + R_2$, in questo caso). Inoltre la lettura della tensione di picco sullo strumento risulterà leggermente minore del valore vero di tensione da misurare. L'entità di questa riduzione della lettura dipende dal rapporto fra la reattanza della capacità $C_1 + C_2$ e la resistenza di carico. Se si inserisce un oscilloscopio sulla tensione da misurare, si potrà osservare l'entità effettiva della diminuzione di tensione conseguente all'inserimento del voltmetro elettronico osservando la traccia sullo schermo del tubo a raggi catodici.

I picchi di escursione positiva dell'onda risulteranno leggermente appiattiti per effetto del voltmetro

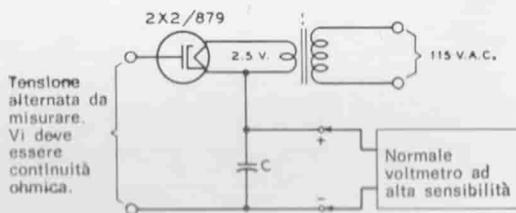


Figura 47

CIRCUITO PER LA MISURA DELLA TENSIONE DI PICCO

Mediante l'uso del sistema mostrato in figura è possibile eseguire accurate misure delle tensioni alternate di picco, come ad esempio quella sul secondario di un trasformatore di modulazione, con un normale multivoltmetro a cc. Il condensatore C e il trasformatore T evidentemente debbono essere isolati per la massima tensione di picco che probabilmente si incontra. Come C può essere sufficiente un condensatore da 0,25 μ F. Quanto più alta è la sensibilità del voltmetro misuratore di tensione continua, tanto più piccolo risulta l'errore tra l'indicazione dello strumento e la vera tensione di picco da misurare.

elettronico. Di solito questo appiattimento risulta tanto piccolo da poter essere trascurato.

Nella Fig. 47 è illustrato un altro sistema per misurare alte tensioni alternate, come quelle che si incontrano su amplificatori audio ad alta potenza e su modulatori. Il sistema consiste semplicemente di un tubo rettificatore 2X2 e di un condensatore filtro, per esempio da $0,25 \mu\text{F}$ di capacità, che possa resistere ad una tensione sufficientemente alta così da non perforarsi per effetto di qualunque misura che possa venir fatta. I condensatori per oscilloscopi a rag-

gi catodici e quelli per il filtraggio dell'EAT di alcuni vecchi televisori, frequentemente resistono a tensioni di oltre 7500-10000 V con capacità di $0,25 \mu\text{F}$.

Lo strumento indicatore è un normale voltmetro per tensioni continue a molte portate, del tipo ad alta sensibilità, preferibilmente con una sensibilità di 20000 o 50000 Ω/V . Quanto più alta è la sensibilità del voltmetro usato con il rettificatore, tanto più basso risulterà l'appiattimento dell'onda alternata per effetto del rettificatore.

Edizioni C. E. L. I.
BOLOGNA

PREZZO NETTO
L. 6.000

