

Amplificatore di potenza per ricetrasmittitori VHF realizzato con i transistori BFQ43 e BLW31

Banda di lavoro: 146/174 MHz
Potenza d'uscita: 28 W

Viene descritto il progetto completo di un amplificatore di potenza a due stadi per ricetrasmittitori operanti nella banda VHF (146/174 MHz). I transistori impiegati sono il BFQ43 e il BLW31. La potenza d'uscita è 28 W. Precedentemente questo valore di potenza era ottenuto con amplificatori a tre stadi. Questo amplificatore a componenti discreti, a parità di potenza, può rappresentare una soluzione economicamente vantaggiosa in alternativa ai cosiddetti amplificatori modulari del tipo BGY35 e BGY36, già da noi illustrati.

1. INTRODUZIONE

Il **BFQ43** e il **BLW31** sono transistori VHF di potenza progettati per essere impiegati in apparecchiature per telecomunicazioni fisse o mobili. La tensione di alimentazione ha il valore di 13,5 V. Il guadagno di potenza è elevato, e ciò contribuisce a semplificare considerevolmente la realizzazione della sezione r.f. di potenza di queste apparecchiature.

Il **BLW31** è incapsulato in un contenitore ceramico munito di vite di fissaggio (stud) da 3/8". Quanto al **BFQ43** si deve far presente che il cristallo di questo transistor è stato montato su chip di berillio e incapsulato in un contenitore SOT 5/11 (TO 39). L'emettitore è stato collegato internamente al contenitore, per cui è possibile saldare il contenitore direttamente al rame del circuito stampato (fig. 1a).

Qui di seguito illustreremo un esempio di impiego di entrambi questi transistori in un amplificatore in

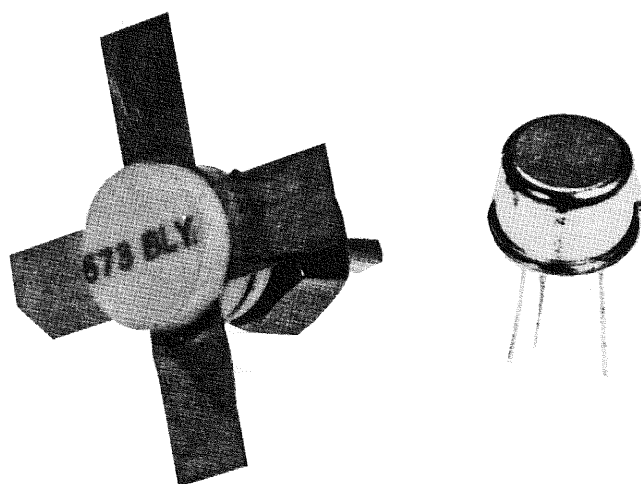


Fig. 1 - Il contenitore del transistor BFQ43 è un convenzionale (TO-39) quello del BLW31 (sigla di sviluppo 673 BLY) è ceramico con vite di fissaggio da 3/8".

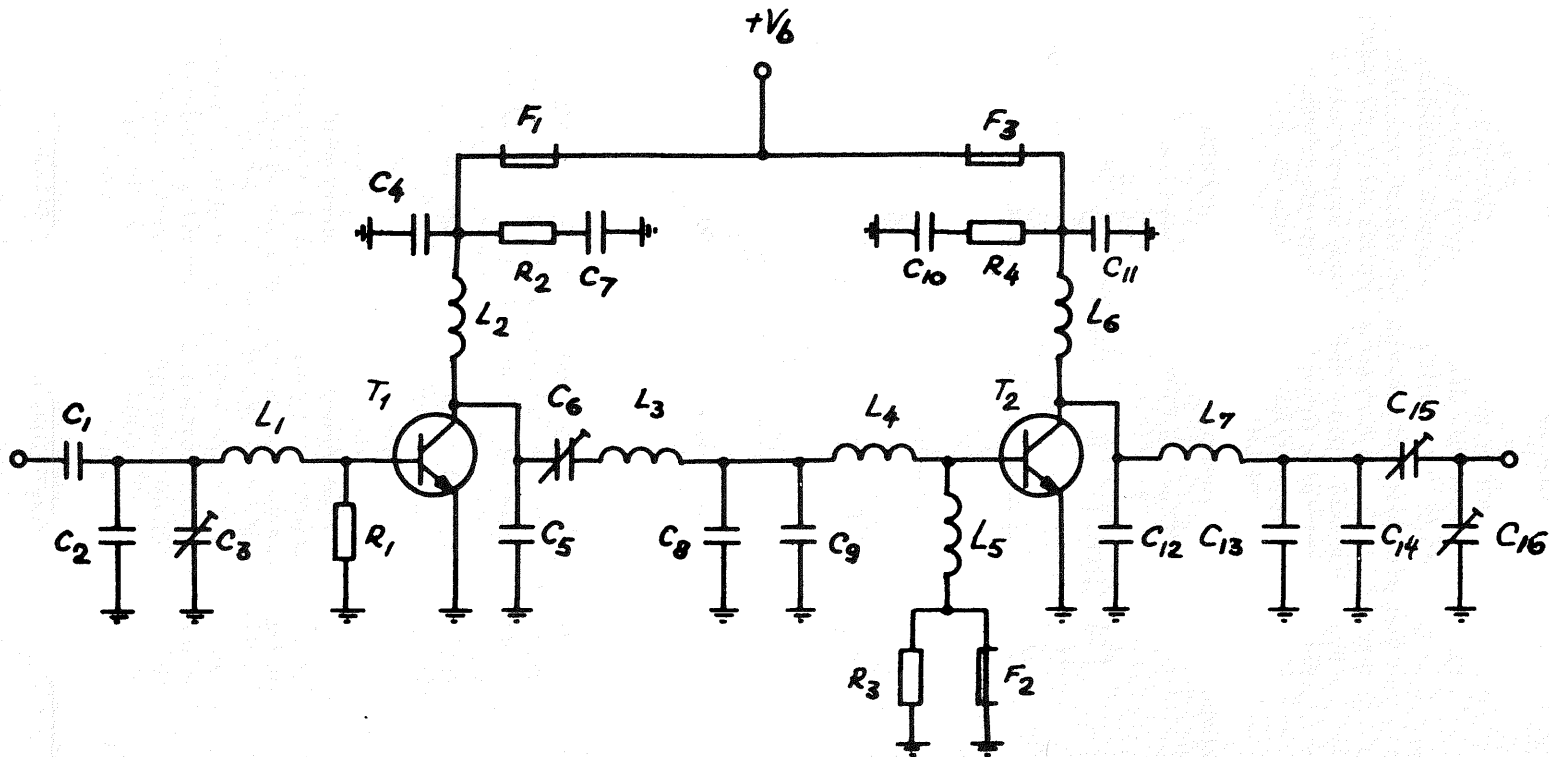


Fig. 1a - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza operante nella banda da 146 a 174 MHz equipaggiato con i transistori BFQ43 e BLW31

Componenti:

C1, C4, C11 = 180 pF, 500 V c.c.	2222 655 03181
C2 = 22 pF \pm 2%, 500 V c.c.	2222 650 10229
C3, C6, C15, C16 = 5/60 pF trimmer con dielettrico a film	2222 808 08003
C5, C13, C14 = 8,2 pF \pm 0,25 pF 500 V c.c.	2222 650 09828
C7, C10 = 100 nF poliestere \pm 10%	2222 342 45104
C8, C9 = 82 pF \pm 2%, 500 V c.c.	2222 650 58829
C12 = 33 pF \pm 2%, 500 V c.c.	2222 650 10339
R1 = 39 Ω , carbone \pm 5% tipo CR25	2322 101 33399
R2, R3, R4 = 10 Ω , carbone \pm 5% tipo CR25	2322 101 33109
F1, F2, F3 = perlina di ferroxcube con tre spire di filo di rame smaltato da 0,5/0,6 mm	4313 020 15171

T1 = BFQ43
T2 = BLW31

- L1 = 2 spire, \varnothing interno = 4,0 mm; filo di rame smaltato da 1,1 mm; spaziatura uguale al diametro del filo; terminali 2 \times 4 mm
- L2 = 2 spire, \varnothing interno = 4,0 mm; filo di rame smaltato da 1,1 mm; avvolgimento stretto; terminali 2 \times 4 mm
- L3 = bandella di rame sagomata ad U larga 6 mm, spessore 0,1 mm (fig. 8a).
- L4 = rame del circuito stampato (vedi circuito stampato)
- L5 = 7 spire, \varnothing interno = 4,0 mm; filo di rame smaltato da 0,6 mm, avvolto strettamente; terminali 2 \times 4 mm
- L6 = 2 spire, \varnothing interno = 5,0 mm; filo di rame smaltato da 1,5 mm; avvolgimento stretto; terminali 2 \times 4 mm
- L7 = 2 spire, \varnothing interno = 6,0 mm; filo di rame smaltato da 1,5 mm; spaziatura tra le spire circa 0,5 mm; terminali 2 \times 5 mm

classe B alimentato da una tensione di 13,5 V. L'amplificatore è accordabile e copre tutti i canali compresi tra 146 e 174 MHz. Con 250 mW di ingresso, è possibile ottenere all'uscita 28 W.

L'amplificatore ha un funzionamento stabile anche con un rapporto VSWR di 5 (0°-360°) per una variazione della potenza di uscita da 0 fino a 28 W: la variazione della potenza di uscita è ottenuta in questo caso mediante variazione della potenza di pilotaggio. La tensione di alimentazione è 13,5 V.

2. DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 1a è riportato lo schema elettrico del prototipo. Si tratta, come si vede, di un amplificatore a due stadi, lavoranti entrambi in classe B. Per ridurre i costi dell'amplificatore e semplificare la taratura del medesimo il numero dei componenti regolabili è stato ridotto al minimo.

2.1. Rete di uscita del BLW31

Inizialmente, la rete passa-basso per l'adattamento dell'impedenza del collettore del BLW31 al carico (50 Ω), venne realizzata col sistema Chebishev; questa soluzione, abbastanza complessa, prevedeva un solo elemento di accordo; aveva però l'inconveniente di conferire scarsa stabilità all'amplificatore in caso di imperfetto adattamento d'impedenza. Per questo motivo si pensò di adottare, anche in questo caso, il sistema convenzionale di adattamento di impedenza che prevede due elementi di accordo.

Per il calcolo di queste reti è necessario partire dai valori noti di R_L e C_L . Ciò è indicato nella tabella 1 nella quale figurano anche i valori dell'impedenza complessa di ingresso nonché il valore del guadagno, (per $L_e = 0,4$ nH).

I valori dei parametri riportati nella tabella 1 sono stati calcolati per una potenza $P_o = 28$ W e una $V_b = 13,5$ V e un certo numero di frequenze opportunamente scaglionate entro la banda di lavoro dell'amplificatore.

Un'attenta osservazione dei valori riportati nella tabella 1 fa concludere che il transistor di potenza BLW31 richiede, per l'adattamento dell'impedenza di uscita (50 Ω), un fattore di trasformazione di impedenza piuttosto elevato.

Un sistema per abbassare detto fattore consiste nel deviare verso massa mediante condensatori fissi (C13, C14) una parte della corrente r.f., prima che essa raggiunga la rete di adattamento variabile costituita dai condensatori trimmer C15-16. In definitiva, quindi, in questa maniera, l'adattamento d'impedenza viene effettuato in due fasi, e ciò, tutto a vantaggio del guadagno e del rendimento dell'amplificatore. La figura 2 illustra questa tecnica. L6 è un choke r.f. necessario per poter applicare la tensione continua di alimentazione al collettore. L'impedenza

di questa bobinetta è dalle 5 alle 7 volte più grande dell'impedenza di carico del collettore. Il choke L6, unitamente al condensatore by-pass r.f. C11, R4 e C10 — quest'ultimi collegati in serie — costituiscono, per il collettore del transistor T2, un'impedenza di carico a larga banda che contribuisce a stabilizzare il funzionamento dell'amplificatore anche nel caso in cui il carico esterno non risultasse adattato all'impedenza di uscita dell'amplificatore.

Il choke F3 inserito nel collegamento della tensione di alimentazione serve a rendere stabile il minimo valore dell'impedenza della sorgente di alimentazione.

Siccome la caratteristica di questo amplificatore è quella di avere dimensioni più ridotte possibili, al posto dei choke in ferrocubo VK200 (4312 020 36640) che, com'è noto, sono abbastanza ingombranti si è preferito impiegare tipi a dimensioni più ridotte (4312 020 15171). Quest'ultimi sono costituiti da 3 spire di filo di rame smaltato da 0,6 mm.

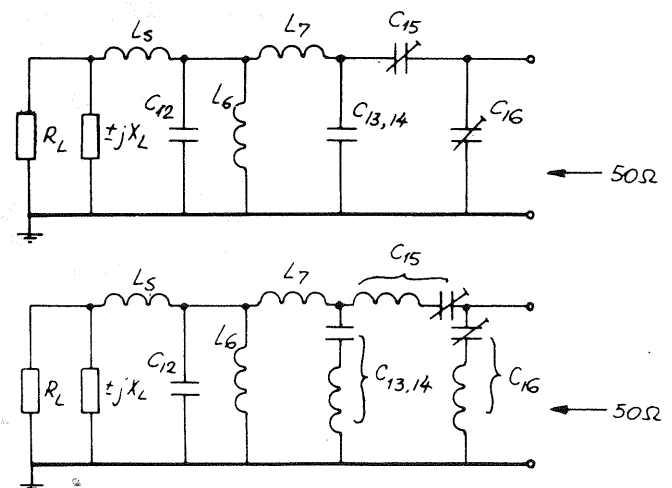


Fig. 2 - (in alto): schema equivalente del circuito d'uscita dell'amplificatore. (in basso): sono state indicate le induttanze disperse dei terminali dei condensatori.

Nel circuito equivalente di fig. 2, l'induttanza-serie di collettore (sia la componente interna che quella esterna) è stata incorporata in L_5 . Il condensatore C12 ha il compito di ridurre la tensione di picco del collettore e portarla ad un valore tale per cui sicuramente non potrà aver luogo l'effetto valanga. In definitiva quindi questo condensatore (33 pF) tende ad aumentare la stabilità dell'amplificatore.

Nella fig. 2 (in basso), in serie ai condensatori C13, 14 ed ai condensatori di accordo C15 e C16 è stata disegnata un'induttanza; questa induttanza sta ad indicare la induttanza dispersa dei terminali di questi componenti che, nel campo VHF in cui vengono a lavorare, non è affatto trascurabile. In particolare, l'induttanza dei terminali dei condensatori di accordo (60 pF) ha il valore di 5 nH; quella dei terminali dei condensatori fissi ha il valore di 8 nH per condensatore.

Tabella 1 — Parametri caratteristici del circuito d'uscita

f (MHz)	parallelo		serie		guadagno dB
	$R_L (\Omega)$	C_L (pF)	$Rl (\Omega)$	$Xl (\Omega)$	
146	2.76	11.9	0.95	1.08	11.70
153	2.81	15.9	0.94	1.20	11.34
160	2.84	20.8	0.94	1.31	10.98
167	2.88	25.9	0.94	1.43	10.64
174	2.92	28.5	0.93	1.54	10.33
valori medi	2.84	20.6	0.94	1.31	Δ guadagno = 1.37dB

2.2. Rete interstadiale tra BFQ43 e BLW31

Per avere un'idea dei criteri che hanno portato al dimensionamento della rete interstadiale (circuiti di accoppiamento) tra T1 e T2 sarà opportuno dare un'occhiata all'andamento di alcuni parametri di funzionamento dello stadio pilota (T1) riportati nella tabella 2.

Tabella II — Parametri di funzionamento dello stadio pilota

($P_o = 4 \text{ W}$, $V_b = 13,5 \text{ V}$, $R_{be} = 39 \Omega$)

f (MHz)	parallelo		serie		guadagno dB
	$R_L(\Omega)$	$C_L(\text{pF})$	$R_i(\Omega)$	$X_i(\Omega)$	
146	22.12	-28.5	3.17	-2.50	14.95
153	22.01	-27.0	3.13	-2.13	14.60
160	21.76	-25.6	3.12	-1.78	14.25
167	21.73	-24.5	3.09	-1.46	13.93
174	21.59	-23.3	3.08	-1.14	13.60
valori medi	21.84	-25.8	3.12	-1.80	Δ guadagno = 1.35dB

Compito del circuito interstadiale è quello di adattare il circuito-parallelo, costituito da R_L (21,84 Ω) e C_L (25,8 pF), all'impedenza di ingresso del BLW31 (0,94 + j 1,31 Ω). I suddetti valori sono valori medi. Anche in questo caso, questo adattamento dovrà essere realizzato riducendo al minimo i componenti da regolare.

Dopo alcune prove di laboratorio, si riuscì a ridurre il circuito di accoppiamento tra i transistori T1 e T2 a quello equivalente e semplificato riportato in fig. 3. Come si vede, questo circuito equivale a quello dei moduli VHF BGY32, BGY33, GBY35 e BGY36 (già da noi presentati). In fig. 4 si può vedere la realizzazione pratica del circuito interstadiale.

La funzione dei componenti che vi figurano è la seguente:

L2 (come L6 di T2) è il choke r.f. che serve a collegare il collettore di T1 alla tensione continua di alimentazione. Osservando la figura 4 si vede che questo choke r.f. svolge una funzione diversa dal choke r.f. L6, per cui, in questo caso, non vale la regola secondo la quale esso deve avere un valore dalle 5 alle 7 volte superiore all'impedenza di carico del collettore. Viceversa, il condensatore C5 e la combinazione serie C7-R2 hanno gli stessi valori dei corrispondenti C11, e la serie C10-R4 in quanto queste reti esplicano una identica funzione. La reattanza di C6 ha il valore medio di $-j10 \Omega$, il che, in pratica, significa impiegare un trimmer da 60 pF.

Dalla lista dei componenti risulta che L3 è una induttanza a forma di « U » mentre C8 e C9 (in parallelo) vengono collegati ad una presa intermedia sulle induttanze L3, L4. Si deve tener presente che i terminali di C8 e C9 (82 pF) dovranno essere molto corti. Il punto di collegamento di C8 e C9 (in parallelo) nel punto intermedio delle induttanze L3 e L4 è molto critico; infatti, il più piccolo spostamento di questo punto di collegamento intermedio influenza notevolmente l'andamento della curva di risposta in frequenza di tutto il circuito di accoppiamento nonché i valori delle impedenze di adattamento.

Per non andare incontro a fenomeni di reazione positiva, le correnti verso massa dei condensatori C8, C9 e del condensatore-filtro C13-14 sono state « incanalate » verso i terminali di emettitore del transistor finale.

L'impedenza della combinazione L5/R3/F2 non ha una grande influenza sul funzionamento del circuito. I valori di questi componenti sono stati calcolati in maniera da sopprimere eventuali oscillazioni parassite che potrebbero insorgere in condizioni di disadattamento molto spinte. Il choke F2, costituito da una perlina di ferrite collegata in parallelo a R3, è stato aggiunto allo scopo di evitare che una even-

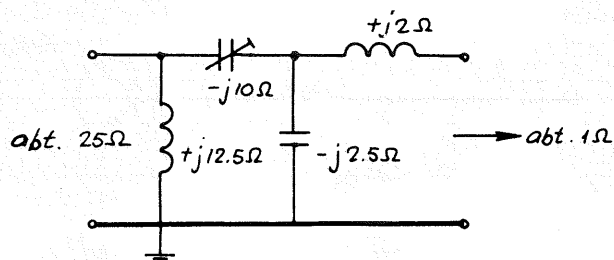


Fig. 3 - Schema elettrico semplificato del circuito interstadiale.

tuale corrente di base possa portare il transistor a lavorare in classe C. Infatti si è potuto constatare che questa rete dà, agli effetti della soppressione di oscillazioni parassite, migliori risultati che un singolo choke in ferrocubo. Il condensatore C5 collegato tra collettore e massa di T1 ha la stessa funzione di C12 dello stadio finale.

2.3. Circuito d'ingresso del BFQ43

Nella tabella precedentemente riportata sono indicati i valori dell'impedenza complessa del circuito d'ingresso del BFQ43; tali valori sono validi entro tutto il campo delle frequenze di lavoro, e cioè, da 146-174 MHz. Questa impedenza di ingresso complessa dovrà essere adattata, a sua volta, all'impedenza caratteristica d'ingresso (50 Ω) dell'amplificatore. Dalla suddetta tabella è facile rilevare come la componente ohmica di questa impedenza mantiene un valore pressoché costante mentre la componente immaginaria X_i varia di un fattore pari a 2. Ciò significa che nella sezione di ingresso di questo amplificatore non si può fare a meno di almeno un elemento variabile per l'accordo.

Partendo dai valori medi riportati in tabella si può valutare con i sistemi convenzionali di calcolo il valore degli altri componenti. La fig. 5 riporta il circuito d'ingresso. E' un circuito a « L ». Il valore di 39 Ω assegnato al resistore di ritorno di base (R1) rappresenta un buon compromesso in quanto consente di ottenere, entro la banda amplificata, e cioè da 146 a 174 MHz, un guadagno in potenza costante e parimente una costante impedenza di ingresso. Tra l'altro, questo resistore contribuisce a dare una maggiore stabilità di funzionamento all'amplificatore nel caso in cui nello stadio d'ingresso o nello stadio fina-

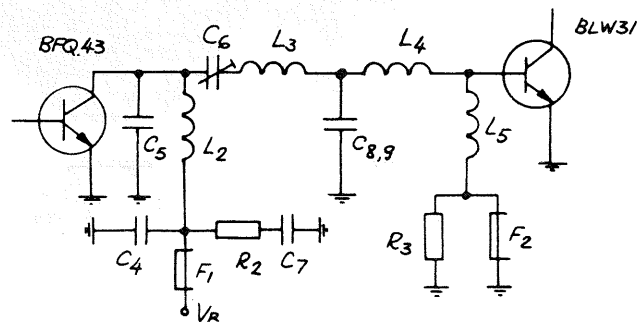


Fig. 4 - Schema elettrico del circuito interstadiale (realizzazione pratica).

3. REALIZZAZIONE PRATICA

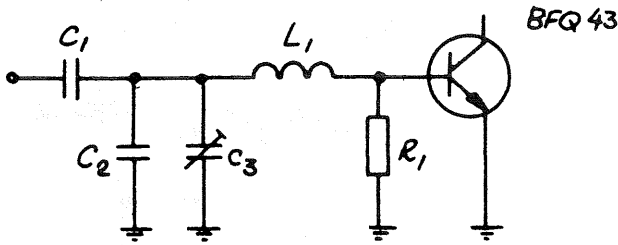


Fig. 5 - Schema del circuito d'ingresso del transistor BFQ43.

le non si abbia perfetto adattamento dei circuiti. C3 è un condensatore variabile da 60 pF. Il condensatore di blocco è C1 (180 pF). E' stato scelto questo valore in quanto esso consente di ottenere una risonanza serie quando la frequenza di lavoro si aggira sui 160 MHz. Qualora si desiderasse impiegare un condensatore di tipo diverso sarà opportuno determinare il valore mediante, per esempio, un grid-dip meter; ovviamente, per questa misura, occorrerà cortocircuitare i terminali del condensatore. Lo stesso discorso vale per i condensatori di disaccoppiamento C4 e C11.

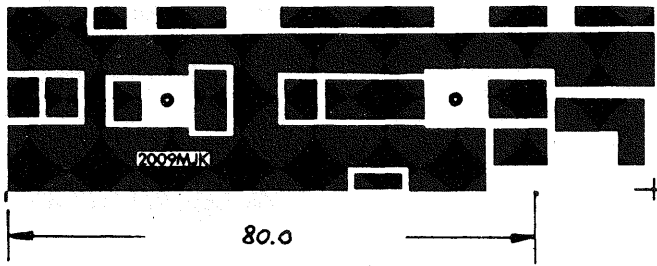


Fig. 6 - Configurazione del rame della piastra del circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore.

In fig. 6 è riportata la configurazione del rame del circuito stampato; il medesimo, con i componenti montati, è riportato in fig. 7. Dato che l'amplificatore deve essere installato in sistemi mobili si è cercato di ridurre le dimensioni al minimo. La piastra di circuito stampato è in fibra di vetro epossidica con rivestimento in rame da entrambi i lati; lo spessore della piastra è 1,5 mm, lo spessore del rame è circa 35 μ . Come al solito, per effettuare i collegamenti di massa tra il rame superiore e il rame inferiore della piastra vengono impiegati rivetti saldati da 2 mm.

La fig. 7b indica come va inserito il dissipatore di calore (in alluminio). Questo dissipatore essendo di ridotte dimensioni non è in grado di smaltire tutto il calore prodotto dai transistori. E' per questo motivo che dovrà essere avvitato ad un dissipatore di calore aggiuntivo capace di dissipare una potenza compresa tra 20 e 25 W, valori quest'ultimi verificabili in caso di disadattamento di impedenza. Nel prototipo di laboratorio questo dissipatore era stato avvitato ad una unità raffreddata ad acqua.

La piastrina di circuito stampato dovrà essere sistemata dentro una scatoletta stagnata internamente e saldata allo strato inferiore del rivestimento di rame della piastra. Si può anche saldare il contenitore del BFQ43 direttamente allo strato inferiore del rame della piastra e appoggiare con forza il dissipatore di calore contro la testa (cap) del transistor medesimo. Per essere sicuri che si realizzi un buon trasferimento di calore converrà impiegare le solite paste al silicone.

Per il transistor BLW31, munito di vite centrale (stud), converrà effettuare sulla piastra un foro quadrato invece che rotondo. Il vantaggio di questa soluzione è che il contatto diretto tra la parte superiore e la parte inferiore dello strato di rame sotto i terminali di emettitore potrà avvenire su una superficie di rame molto ampia invece che mediante i soliti rivetti forati.

Nella fig. 8 si possono vedere alcuni dettagli costruttivi del dissipatore di piccole dimensioni.

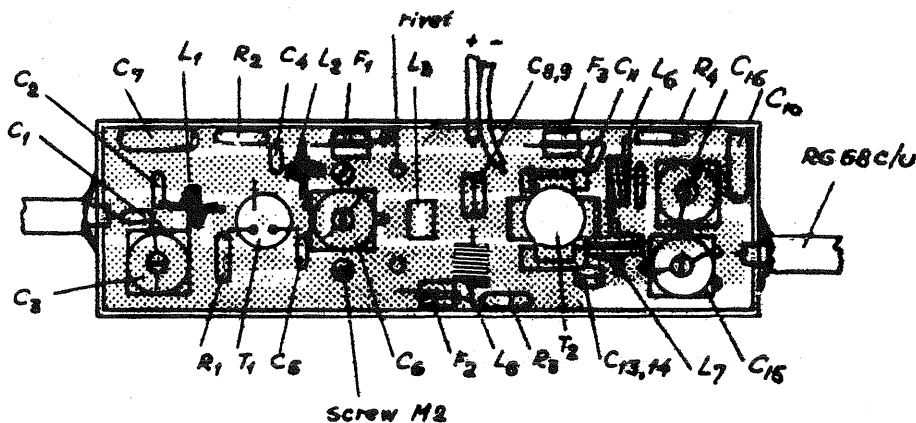


Fig. 7 - Piastra del circuito stampato vista dalla parte dei componenti.

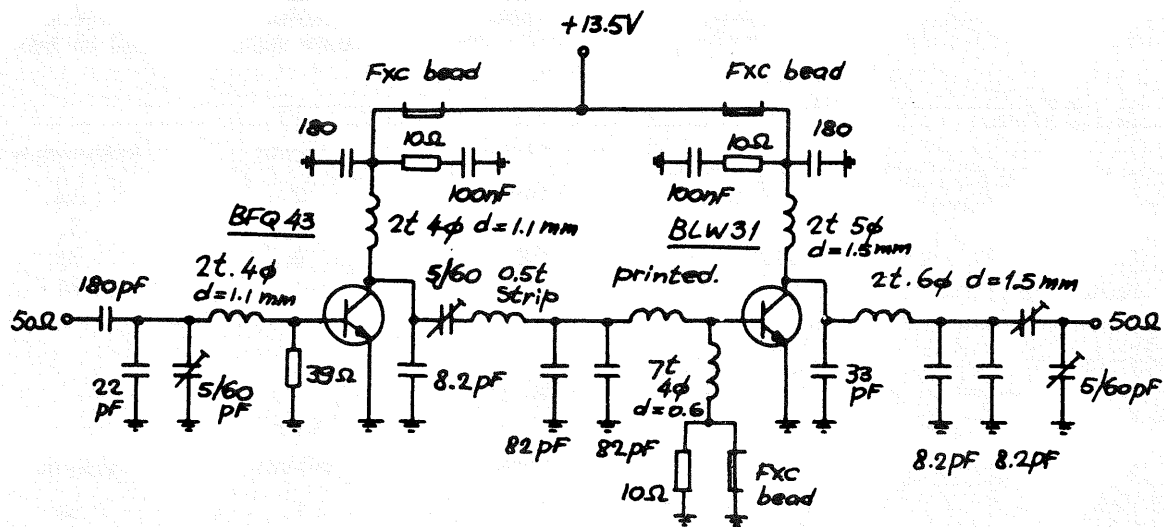


Fig. 7 a - Schema elettrico dell'amplificatore con indicato il valore dei componenti impiegati.

4. CONTROLLO DELLA STABILITA' NEL CASO DI DISADATTAMENTO DI IMPEDENZA E CONTROLLO DEI SEGNALI SPURI

Da quanto sopra appare evidente che il controllo più importante di questo amplificatore riguarda i componenti attivi (transistori) i quali non dovranno essere minimamente danneggiati nel caso in cui si dovessero verificare forti disadattamenti di impedenza, specialmente all'uscita dell'amplificatore.

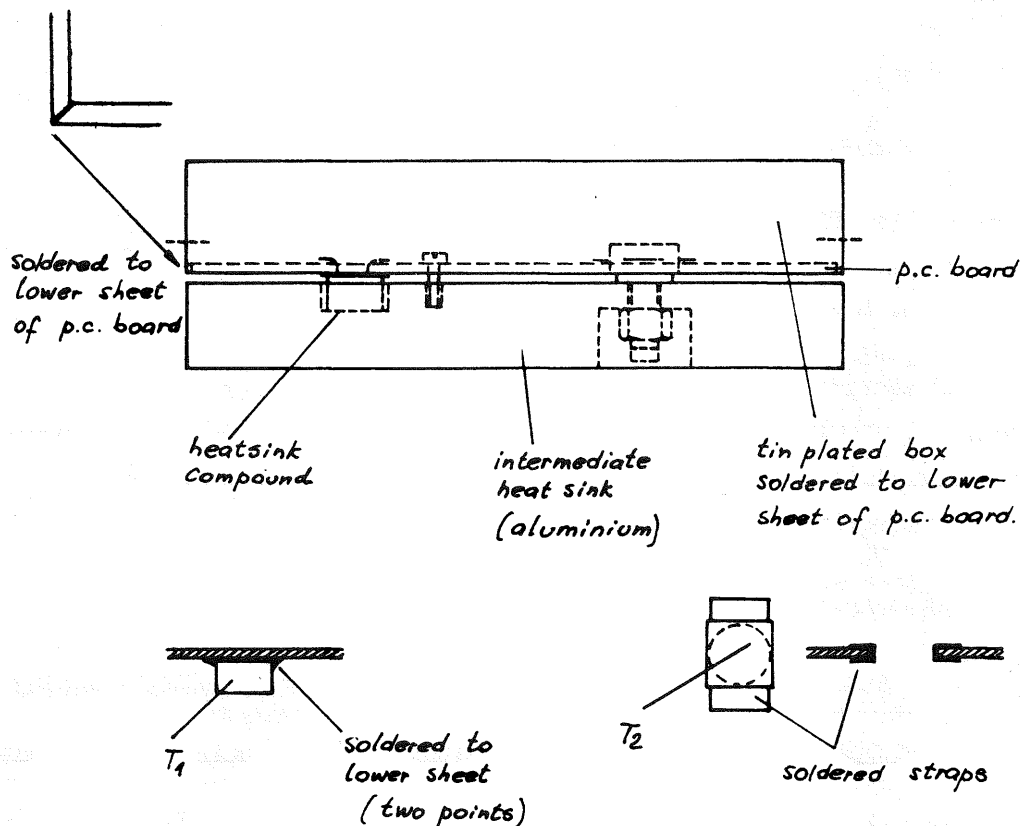


Fig. 7 b - Particolari del montaggio dei dissipatori di calore dei transistori BFQ43 e BLW31. Nella parte superiore è indicata la scatoletta stagnata saldata inferiormente al rame della piastra; nella parte inferiore è indicato il piccolo dissipatore di calore.

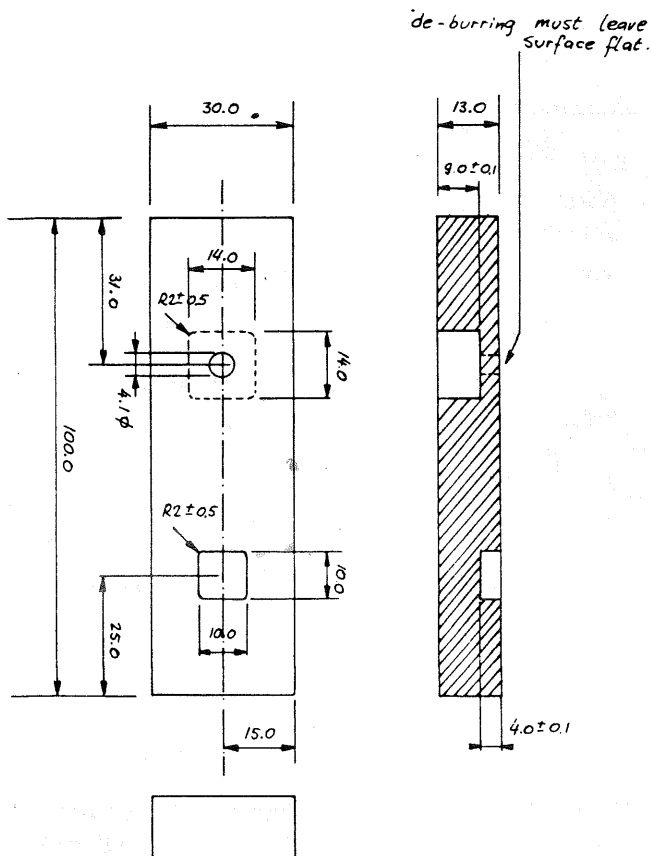


Fig. 8 - Dimensioni di ingombro del dissipatore di calore. Il materiale è alluminio; le dimensioni sono quelle indicate: tolleranze non specificate $\pm 0,2$ mm. A fori fatti non devono rimanere trucioli o sbavature.

Le prove di stabilità al riguardo, effettuate in laboratorio, sono state eseguite in queste condizioni di funzionamento:

- frequenze di misura: 146, 153, 160, 167 e 174 MHz;
- tensione di alimentazione $V_b = 13,5$ V;
- potenza di uscita $P_o = 28$ W;
- livello del segnale di pilotaggio, compreso tra 0 e 250 mW applicato all'ingresso (50 Ω);
- VSWR (all'uscita) 1:5 (0° - 360°);
- temperatura del dissipatore circa 20 °C.

Essere riusciti ad ottenere condizioni di funzionamento stabile nelle suddette condizioni non fu certo una cosa facile. Gran parte delle prove di funzionamento di questo amplificatore e delle modifiche appor-

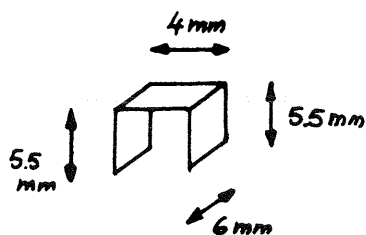


Fig. 8a - Dimensioni e aspetto della bandella sagomata a «U» (L3).

Tabella III — Risultati delle misure dei parametri principali effettuate su 5 prototipi di laboratorio

N. 1

($P_o = 28$ W; $V_b = 13.5$ V)

f (MHz)	Pi (mW)	Pr (mW)	It (A)	Rendimento %	guadagno dB
146	246	0	3.90	53	20.58
153	225	0	3.90	53	20.95
160	210	0	3.90	53	21.25
167	190	0	4.35	48	21.68
174	195	30	4.15	50	21.57

N. 2

($P_o = 28$ W; $V_b = 13.5$ V)

f (MHz)	Pi (mW)	Pr (mW)	It (A)	Rendimento %	guadagno dB
146	225	0	3.60	58	20.95
153	200	0	4.00	52	21.46
160	190	0	3.95	53	21.68
167	185	0	4.05	51	21.80
174	195	20	4.30	48	21.57

N. 3

($P_o = 28$ W; $V_b = 13.5$ V)

f (MHz)	Pi (mW)	Pr (mW)	It (A)	Rendimento %	guadagno dB
146	210	0	3.95	53	21.25
153	195	0	3.90	53	21.57
160	175	0	3.90	53	22.04
167	150	0	3.70	56	22.71
174	170	0	4.20	49	22.18

N. 4

($P_o = 28$ W; $V_b = 13.5$ V)

f (MHz)	Pi (mW)	Pr (mW)	It (A)	Rendimento %	guadagno dB
146	230	0	4.10	51	20.85
153	200	0	4.10	51	21.46
160	170	0	3.95	53	22.18
167	145	0	4.00	52	22.86
174	200	10	4.25	49	21.46

N. 5

($P_o = 28$ W; $V_b = 13.5$ V)

f (MHz)	Pi (mW)	Pr (mW)	It (A)	Rendimento %	guadagno dB
146	205	0	4.10	51	21.35
153	195	0	3.65	53	21.57
160	175	5	3.70	57	22.04
167	170	0	3.85	54	22.17
174	170	10	3.80	55	22.17

Tabella IV — Dati tecnici essenziali del BLW 31 e BFQ 43

(Funzionamento in R.F. alla $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ in un circuito con emettitore in comune, classe B, senza neutralizzazione)

Funzionamento	f (MHz)	C_{CE} (V)	P_L (W)	G_p (dB)	Rendimento collettore %
Onda continua (c.w.)	175	13.5	28*	> 9**	min 60

* 4 W per il BFQ43

** > 12 V per il BFQ43

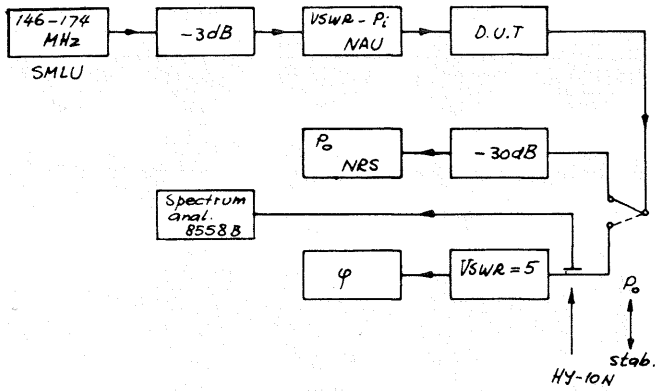


Fig. 9 - Disposizione degli strumenti per le prove di stabilità di funzionamento dell'amplificatore in caso di disadattamento del carico all'uscita.

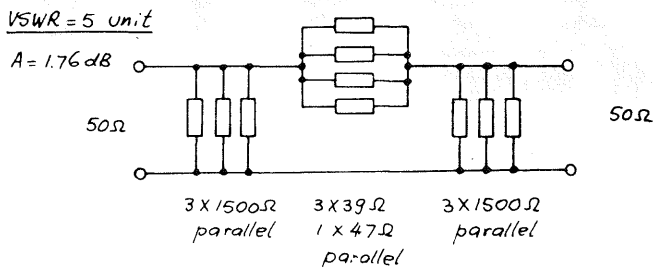


Fig. 10 - Come deve essere realizzata l'unità per un VSWR = 5.

reactance (φ) unit.

0-360°
VSWR \geq 50

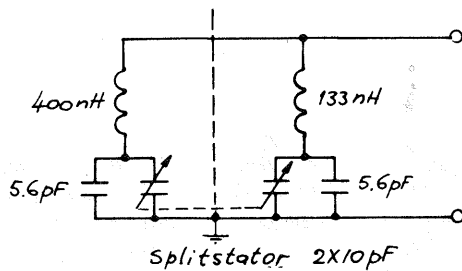


Fig. 11 - Schema elettrico dell'unità reattanza (φ) usata per la variazione da 0° a 360° nella misura di un VSWR \geq 50.

tate furono introdotte proprio in occasione di questo controllo. E' per questo motivo che consigliamo di realizzare questo amplificatore esattamente come lo abbiamo in precedenza descritto, sia per ciò che riguarda i componenti sia per la loro posizione indicata nei disegni.

La disposizione degli strumenti richiesti per effettuare le suddette prove di stabilità si può vedere in fig. 9, nella quale l'analizzatore di spettro HF 8558 B costituisce lo strumento essenziale per poter fare que-

ste prove e queste misure. Per essere sicuri che la impedenza della sorgente abbia veramente il valore di 50Ω si è provveduto ad inserire nella catena tra il generatore di segnali SMLU (Rhode-Schwarz), un attenuatore di 3 dB. La potenza di ingresso e il VSWR (rapporto onda stazionaria) vennero misurate mediante il NAU.

In fig. 10 si può vedere come deve essere realizzato un'unità VSWR che dia un rapporto di 5 mentre in fig. 11 è indicato lo schema elettrico dell'unità reattanza.

Le suddette prove, fatte con gli strumenti e nelle condizioni indicate, indicarono che, in normali condizioni di accordo, l'amplificatore lavorava con un buon margine di stabilità.

5. MISURE

Le misure effettuate su cinque prototipi dettero i risultati riportati nella tabella III.

Il circuito interstadiale e quello di uscita vennero accordati in maniera da ottenere la massima potenza di uscita mentre la sezione d'ingresso venne tarata per il minimo di riflessioni.

I prototipi mantennero un funzionamento stabile per disadattamento del carico fino a un VSWR di 5 per qualsiasi valore di rotazione della fase e per tutti i valori intermedi della potenza d'uscita fino alla massima consentita di 28 W. La corrente di collettore del BFQ43 ammonta a 300...400 mA.