

# Amplificatore UHF di potenza a tre stadi per trasmettitori mobili

- Banda di lavoro: 470 MHz
- Potenza d'uscita 15 W

L'amplificatore descritto fornisce in antenna, alla frequenza di 470 MHz, una potenza di 15 W; la potenza di pilotaggio tipica è 166 mW; la tensione di alimentazione è 12 V. L'amplificatore è esente da oscillazioni parassite anche nel caso in cui il rapporto di onde stazionarie all'uscita arrivi ad un valore di 10 e abbia fase variabile. La soppressione della seconda armonica è di 75 dB ed è ottenuta impiegando un filtro di antenna passa-basso. L'amplificatore è realizzato su un circuito stampato in fibra di vetro epossidica (PTFE); all'uscita dello stadio finale è stato impiegato un circuito accordato del tipo strip-line.

Le principali caratteristiche di questo amplificatore di potenza, operante nella banda UHF di 470 MHz, possono essere così riassunte:

- potenza di uscita (in antenna), in onda continua, con valore di 15 W alla frequenza di 470 MHz,
- perfetta stabilità anche con ampie variazioni della tensione di alimentazione e della potenza di pilotaggio, e forte disadattamento del carico,
- potenza di pilotaggio inferiore ai 300 mW,
- tensione di alimentazione 12 V,
- realizzato su circuito stampato.

La descrizione del progetto di questo amplificatore prenderà l'avvio dallo stadio finale procedendo fino allo stadio di ingresso (fig. 1).

Scelti i transistori da impiegare nell'amplificatore, il compito principale del progettista rimarrà quello di calcolare i valori dei componenti delle varie reti di adattamento. Anche nella scelta del valore di questi componenti, il progettista avrà un certo margine, nel senso che, in tutti gli stadi, il *ritocco finale* ai fini di un perfetto adattamento, verrà effettuato mediante condensatori-trimmer.

## Il circuito di uscita

Solitamente, negli amplificatori operanti alle frequenze UHF intorno ai 500 MHz, vengono impiegati

nei circuiti di ingresso e di uscita al posto dei componenti discreti convenzionali, le cosiddette *strip-lines* (vale a dire, linee di trasmissione realizzate mediante striscette di rame di ridotte dimensioni). La figura 2 riporta il circuito di alimentazione del terzo stadio dell'amplificatore unitamente al circuito di uscita, consistente quest'ultimo in una *linea di trasmissione a striscette* (strip-line) e due condensatori-trimmer. Questo stadio finale di potenza non è altro che una versione particolare dell'amplificatore di potenza ad uno stadio di cui faremo menzione nell'appendice con la differenza però che in quest'ultimo le strip-lines si trovano sia nel circuito d'ingresso che in quello di uscita.

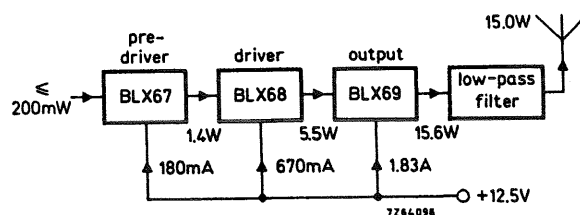


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore di potenza a tre stadi e del filtro d'antenna passa-basso; sono indicati i vari livelli di potenza nonché le correnti di collettore dei vari stadi.

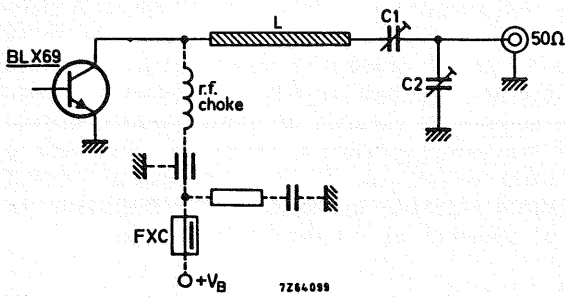


Fig. 2 - Configurazione circuitale di massima dello stadio finale. I collegamenti indicati in tratteggio si riferiscono al circuito di alimentazione in cc. La trasformazione dell'impedenza di uscita del BLX69 al valore di 50 Ω del carico è effettuata impiegando la linea di trasmissione L; l'adattamento finale viene effettuato agendo sui condensatori-trimmer C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub>.

### 1 - Circuito di uscita a strip-line

E' noto che la caratteristica principale di una *linea di trasmissione a striscette* (strip-line) è data dalla larghezza e dalla lunghezza della striscia di rame e dalla sua impedenza caratteristica Z<sub>c</sub>. In molte applicazioni è richiesto un valore particolare di Z<sub>c</sub>; conseguentemente, le dimensioni fisiche della linea di trasmissione risulteranno determinate da questo valore. Nell'amplificatore che descriveremo, il valore assoluto di Z<sub>c</sub> non è molto importante dato che, come abbiamo già accennato, la messa a punto finale per ciò che riguarda l'adattamento, viene effettuata mediante condensatori-trimmer.

C'è però da tener presente che siccome nello stadio finale viene impiegato il transistor BLX69, e che siccome questo transistor possiede dei terminali larghi 3,7 mm., la linea di trasmissione dovrà essere larga perlomeno quanto sono larghi i suddetti terminali. E' per questo, motivo che il punto di partenza del progetto non è l'impedenza caratteristica Z<sub>c</sub> della linea di trasmissione bensì la sua *larghezza*; di conseguenza si è creduto opportuno assegnare a detta linea una larghezza di 5 mm.

I concetti che sono alla base del progetto di un circuito accordato a linea di trasmissione si trovano descritti in un lavoro di A. Presser del 1968 nel quale vengono esaminate le caratteristiche di vari tipi di linee di trasmissione in relazione ai particolari impieghi.

Quando si lavora alle frequenze UHF intorno ai 500 MHz, le perdite nel dielettrico del circuito stampato possono assumere grande importanza se per il circuito stampato non si sceglie il materiale adatto. Per esempio, un circuito stampato in *fibra di vetro epossidica*, avente un fattore di perdita pari a tanδ = 0.035 alla frequenza di 1 MHz, non sarebbe assolutamente adatto per il nostro amplificatore. Esiste un materiale-base per circuiti stampati in politetrafluoroetilene (abbreviato più semplicemente in PTFE) anch'esso in fibra di vetro, avente un tanδ = 0.0007 alla frequenza di 1 MHz, ed una costante dielettrica ε<sub>r</sub> = 2.74.

L'amplificatore che descriveremo è stato realizzato su un circuito stampato fatto con questo tipo di materiale; il rame in questo caso si trova su entrambe le facce dato che una faccia serve da *piano di massa generale* di tutto il circuito.

Prima di calcolare il valore di Z<sub>c</sub> e della lunghezza

della linea di trasmissione è necessario calcolare innanzitutto l'effettiva costante dielettrica ε<sub>r</sub>'. Dovremo inoltre conoscere la frazione di riempimento q e l'impedenza in aria libera Z<sub>c1</sub>, ottenuti dal rapporto w/h, nel quale w indica la larghezza della linea di trasmissione e h lo spessore del dielettrico; questi valori si possono ricavare dal grafico di fig. 3.

Siccome, come già detto, è necessario assegnare alla linea di trasmissione una larghezza w = 5 mm., e siccome h ha il valore di 1,4 mm., il rapporto w/h sarà = 3,57, per cui, in base ai grafici di fig. 3, avremo per q un valore di 0,75, e per Z<sub>c1</sub> un valore di 61,5 Ω.

Siccome

$$\epsilon_r' = 1 + q (\epsilon_r - 1) = 2,32,$$

dalla formula che dà il valore di Z<sub>c</sub>, e cioè dalla

$$Z_c = Z_{c1} / (\epsilon_r')^{1/2},$$

otterremo per Z<sub>c</sub> un valore di 40,3 Ω, valore accettabile in pratica. Fatto ciò, potremo passare al calcolo della *lunghezza* della linea di trasmissione.

Supponendo di cortocircuitare un *estremo* della linea di trasmissione, l'impedenza Z<sub>i</sub> che assumerà l'altro estremo della linea sarà data da j tan βl nella quale βl corrisponde alla *lunghezza elettrica* della linea.

Siccome i valori assoluti di Z<sub>c</sub> e Z<sub>i</sub> sono pressapoco uguali, potremo assegnare a tan βl il valore di 1, e di conseguenza, la *lunghezza elettrica* della linea avrà il valore di 45°.

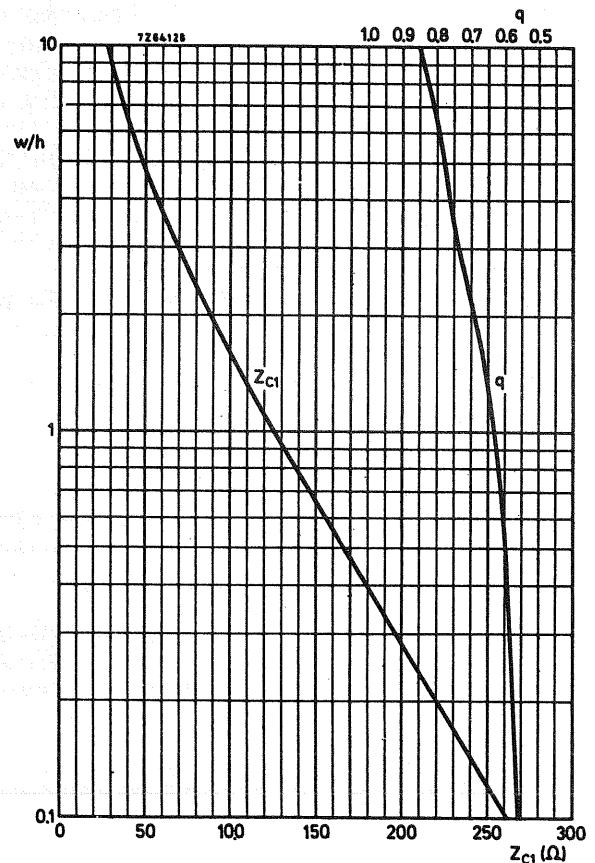


Fig. 3 - Curve per il progetto delle linee di trasmissione (strip-line). Noto il rapporto w/h (w indica la larghezza della linea mentre h indica lo spessore del dielettrico) è possibile calcolare impiegando questi grafici sia l'impedenza Z<sub>c1</sub> in aria libera sia il fattore di riempimento q.

La lunghezza fisica  $l_p$  della linea risulterà ridotta in parte dal fattore di propagazione  $\sqrt{\epsilon_r'}$ , per cui, in definitiva, la lunghezza fisica della linea di trasmissione  $l_p$  sarà data da:

$$l_p = (\lambda_0 \beta l / 360) \sqrt{\epsilon_r'} = 52,4 \text{ mm},$$

nella quale  $\lambda_0$  corrisponde alla lunghezza d'onda alla frequenza di 470 MHz.

Dal circuito riportato in appendice, si vede che la linea di trasmissione impiegata in questo amplificatore a stadio singolo era *diritta* mentre nel nostro amplificatore a tre stadi, per motivi di spazio, si è assegnato a questa linea una *configurazione a S*.

## 2 - Calcolo dei valori dei condensatori-trimmer

Ricorrendo alle solite formule, possiamo a questo punto calcolare i valori dei condensatori-trimmer presenti nel circuito di uscita dell'amplificatore. Questi trimmer permettono di adattare l'impedenza  $Z_i$  formata dal trasformatore d'uscita e dalla linea di trasmissione, all'impedenza di  $50 \Omega$  del carico. Per il calcolo di  $Z_i$  ci siamo serviti delle seguenti espressioni:

$$Z_i = Z_c (Z_o + jZ_c \tan \beta l) / (Z_c + jZ_o \tan \beta l) \\ = (12,5 + j40,3) \Omega$$

nella quale  $Z_c$  è, come sappiamo, l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione ( $40,3 \Omega$ ),  $Z_o$  è l'impedenza di uscita del transistor BLX 69 ( $6,06 + j1,06 \Omega$ ), ed infine  $\beta l = 1$ . In fig. 4a è riportato il circuito equivalente.

La scelta del tipo di trimmer è molto importante. Per ridurre al minimo le perdite alle frequenze elevate, abbiamo impiegato trimmer con *dielettrico a film*; i primi calcoli portarono alla scelta di trimmer la cui capacità poteva variare da 1,8 a 9 pF. Per calcolare però il valore *reale* che deve avere l'escursione della capacità del trimmer in maniera da poter riuscire a realizzare un adattamento perfetto, è necessario prendere in seria considerazione anche l'*induttanza serie* del trimmer medesimo che, alle frequenze elevate, assume particolare importanza.

Misure effettuate con un oscillatore UHF del tipo grid-dip dettero un valore di 6 nH (indicato come reattanza di  $j18 \Omega$  nella fig. 4 (b)).

I valori di  $X_s$  e  $X_p$  di fig. 4(b) sono stati ottenuti impiegando la seguente relazione:

$$-jR_o X_p / (R_o - jX_p) = R_s - jX_s,$$

nella quale  $R_o$  è l'impedenza di uscita che deve essere adattata, e  $R_s$  è la parte non reattiva di  $Z_i$ . Pertanto, con  $R_o = 50 \Omega$  e  $R_s = 12,5 \Omega$ ,  $X_s$  e  $X_p$  avranno i valori rispettivamente di  $21,65 \Omega$  e  $28,9 \Omega$ .

Calcolati i valori di  $X_s$  e di  $X_p$ , potremo calcolare le reattanze di  $X_{c1}$  e  $X_{c2}$ , e di conseguenza, i valori delle capacità  $C_1$  e  $C_2$ . Il valore di  $C_1$  si ricava dalla espressione:

$$X_{c1} = 58,3 \Omega - 21,65 \Omega = 36,65 \Omega$$

$$\therefore C_1 = 9,24 \text{ pF},$$

e  $C_2$  dalla espressione:

$$X_{c2} = 28,9 \Omega + 18 \Omega = 46,9 \Omega$$

$$\therefore C_2 = 7,22 \text{ pF}.$$

La fig. 4(c) mostra il circuito di uscita con indicato il valore dei relativi componenti. Il valore di  $C_1$  risultante dai calcoli suddetti è leggermente superiore a 9 pF; siccome però nell'amplificatore pratico è sempre facile apportare varianti in questo senso, questa differenza tra valore pratico e valore calcolato non è un problema; infatti, un'ulteriore regolazione potrà sempre essere ottenuta collegando semplicemente in parallelo al trimmer un condensatore adatto.

## Circuito di adattamento tra secondo e terzo stadio

A questo punto rimane il problema di adattare l'impedenza di uscita del secondo stadio (BLX68) all'impedenza d'ingresso del terzo stadio (BLX69), prendendo nello stesso tempo in considerazione altri componenti che possono influire sulla suddetta trasformazione (questi altri componenti sono, per es., la bobina di arresto r.f. nel circuito di alimentazione del collettore, le induttanze serie del BLX68 e quelle dei trimmer). Tutti questi fattori tendono ovviamente a complicare il calcolo del suddetto adattamento, per cui per venirne fuori abbastanza bene, abbiamo creduto opportuno procedere per stadi come appunto indicato in fig. 5.

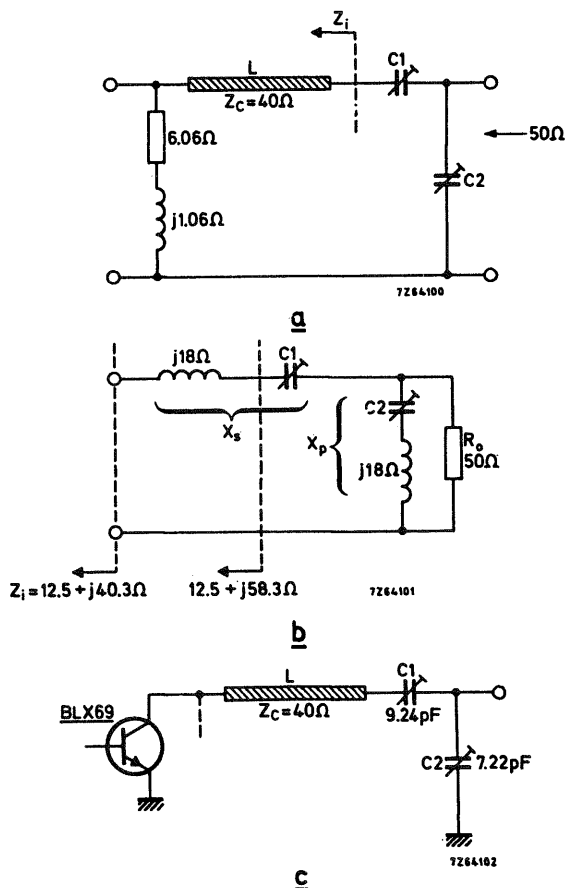


Fig. 4 - Calcolo del valore dei componenti del circuito d'uscita. (a) L'impedenza di uscita del transistor BLX69 è ( $6,06 + j1,06 \Omega$ ); questa, assieme all'impedenza  $Z_c$  della linea di trasmissione, forma un'impedenza di uscita con valore di  $(12,5 + j40,3) \Omega$ . (b) L'induttanza-serie dei trimmer ( $= 6 \text{ nH}$ , oppure  $j18 \Omega$  ciascuno) va presa in considerazione quando si determina il valore del trimmer stesso. (c) Stadio finale con indicato il valore dei trimmer.

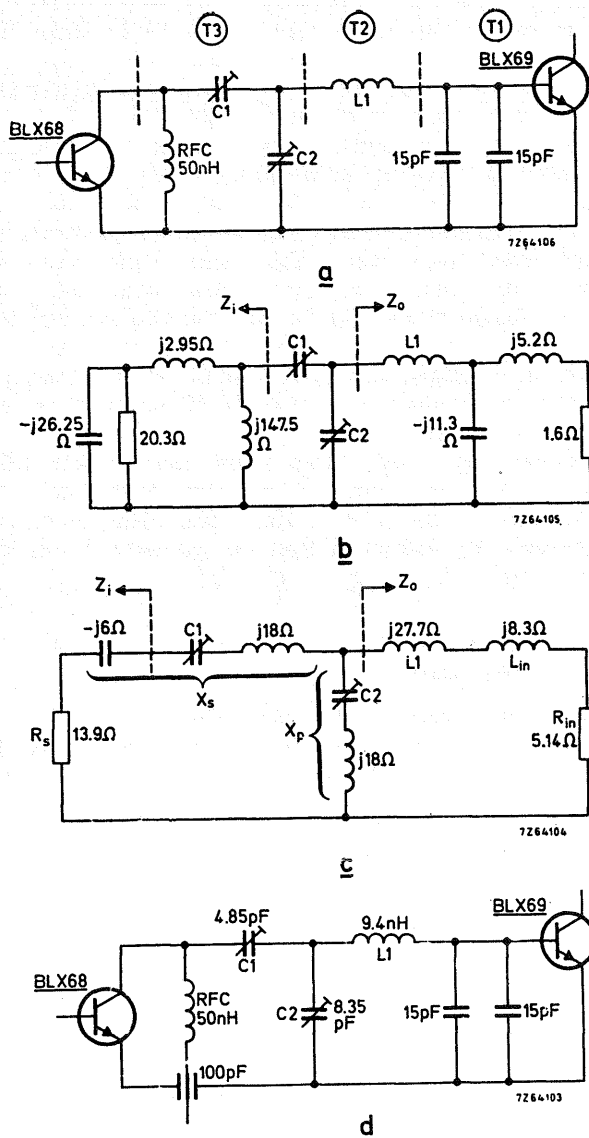


Fig. 5 - Circuito di accoppiamento tra il secondo e il terzo stadio. (a) Occorre effettuare tre trasformazioni ( $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ ). (b) Conversione delle impedenze dei transistori, della bobina di arresto r.f. e dei condensatori chip da 15 pF ai loro valori equivalenti; il valore dei trimmer deve essere scelto in maniera da adattare  $Z_i$  e  $Z_o$ . (c) Il valore di  $L_1$  viene calcolato dopo aver scelto un fattore di lavoro  $Q$  pari a 7.  $X_p$  e  $X_s$  comprendono le induttanze-serie dei trimmer. (d) Circuito interstadiale con l'indicazione dei valori dei trimmer e dell'induttanza  $L_1$ .

Per mantenere su valori bassi le perdite prodotte dall'adattamento variabile, e per aumentare la larghezza di banda, la trasformazione verrà fatta in tre tempi (indicati con  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  in fig. 5 (a)).

—  $T_1$ : per ottenere su questo punto la massima trasformazione bisognerebbe collegare un condensatore di circa 60 pF tra terra e la base del transistor finale. In pratica si è impiegato un condensatore da soli 30 pF pensando di effettuare le eventuali correzioni in un secondo tempo. Questo valore di capacità si è ottenuto impiegando due condensatori del tipo *chip* da 15 pF aventi valori di induttanza-serie molto bassi (si deve tener presente che il transistor BLX69 ha due terminali di emettitore).

—  $T_2$ : prima di poter assegnare un valore a  $L_1$  occor-

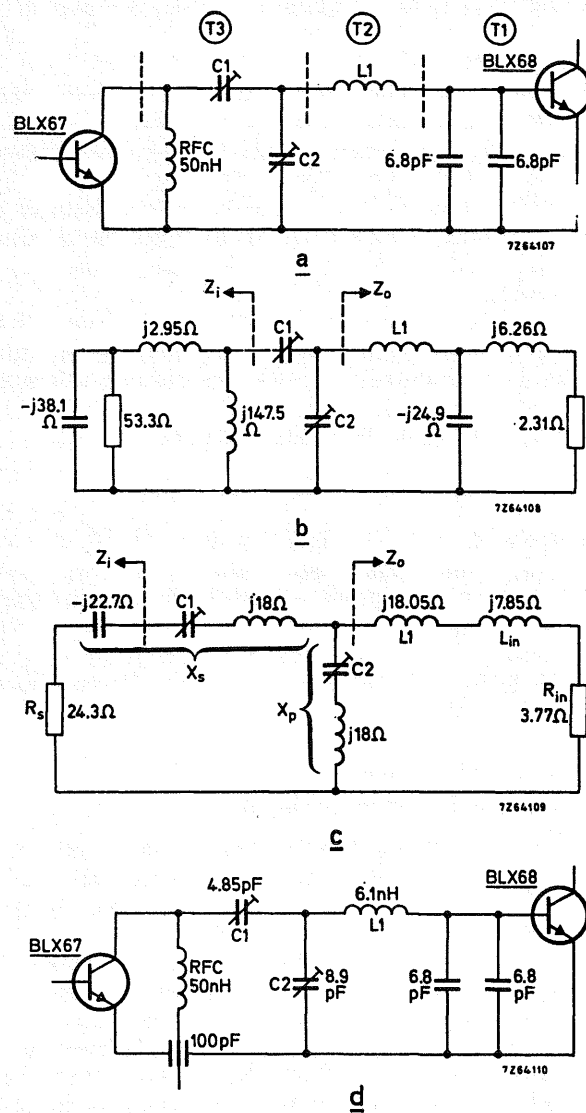


Fig. 6 - Circuito d'accoppiamento tra il primo e il secondo stadio. (a) Le tre trasformazioni (vedi fig. 5). (b) L'impedenza equivalente d'ingresso  $Z_i$  e l'impedenza equivalente di uscita  $Z_o$ . (c) Calcolo dell'induttanza  $L_1$  e dei trimmer  $C_1$  e  $C_2$ . (d) Circuito interstadiale con indicato i valori dei componenti.

re scegliere un fattore di merito  $Q$  pratico che potremo indicare come *fattore di lavoro*  $Q_w$ ; un valore abbastanza buono per questo fattore di merito è  $Q_w = 7$ .

—  $T_3$ : per la determinazione dei valori dei trimmer  $C_1$  e  $C_2$  è necessario tenere in debito conto non solo la loro induttanza-serie ma anche l'induttanza del collettore del transistor BLX68 e della bobina di arresto r.f.

La fig. 5(b) riporta il circuito equivalente.

In questo circuito, l'impedenza di ingresso del BLX69 ( $1,6 + j5,2$ )  $\Omega$  viene parallelata dalla reattanza dei condensatori chip ( $-j11,3$ )  $\Omega$ , per cui il valore complessivo dell'impedenza sarà ( $5,14 + j8,3$ )  $\Omega$ .

A questo punto potremo procedere al calcolo del valore da assegnare a  $L_1$  impiegando la formula:

$$L_1 = Q_w R_{in} / \omega - L_{in},$$

nella quale  $Q_w = 7$ ,  $R_{in} = 5,14 \Omega$  e  $L_{in} = 2,8 \text{ nH}$ .

Pertanto  $L_i$  avrà il valore di 9,4 nH,  $X_{L1}$  avrà il valore di 27,7  $\Omega$  e l'impedenza complessiva  $Z_o$  avrà il valore di  $(5,14 + j36,0) \Omega$ .

Dall'altro lato, l'impedenza di uscita del transistor BLX68 risulta formata da un resistore da 20,3  $\Omega$  in parallelo a un condensatore da 12,9 pF. Combinando questa impedenza con l'induttanza serie del collettore (1 nH, e cioè  $j2,95 \Omega$ ) e quella della bobina di arresto r.f. (50 nH, e cioè  $j147,5 \Omega$ ) avremo che il valore complessivo dell'impedenza di ingresso  $Z_i$  sarà  $Z_i = (13,9 - j6) \Omega$ .

La fig. 5(c) mostra il circuito equivalente quale risulta a questo stadio, e cioè comprendente le induttanze serie dei trimmer (= 118  $\Omega$  per ciascun trimmer).

A questo punto, saremo in grado di calcolare i valori di  $X_p$  e di  $X_s$  in base alla formula:

$$jZ_o X_p / (Z_o + X_p) = R_s + jX_s,$$

nella quale  $Z_o = (5,14 + j36) \Omega$  e  $R_s = 13,9 \Omega$ , per cui avremo  $X_p = -22,8 \Omega$  e  $X_s = -58 \Omega$ .

Rifatti i calcoli finali seguendo la stessa prassi usata per il calcolo del circuito di uscita, ci troveremo ad assegnare a  $C_1$  un valore di 4,85 pF, e a  $C_2$  un valore di 8,35 pF. In fig. 5(d) è riportato il circuito interstadio completo.

### Circuito di adattamento tra il primo e il secondo stadio

Questa rete adatta l'impedenza di uscita del transistor BLX67 all'impedenza di ingresso del transistor BLX68. Questi due transistori lavorano in questo amplificatore un po' al di sotto dei loro valori caratteristici, per cui i valori reali delle impedenze potranno differire un poco dai rispettivi valori nominali. Ad ogni modo, in mancanza di valori più accurati, i valori nominali sono più che sufficienti per il nostro scopo. Avremo quindi che il valore dell'impedenza di ingresso del BLX68 sarà  $(2,31 + j6,26) \Omega$ , mentre l'impedenza di uscita del BLX67 sarà formata da un resistore da 53,3  $\Omega$  parallelato da un condensatore da 8,9 pF (=  $-j38) \Omega$ .

Anche per questo circuito di adattamento, la relativa trasformazione potrà essere effettuata in tre tempi; con la differenza però che in questa rete di adattamento, il valore assegnato a ciascuno dei due condensatori chip è 6,8 pF, e non 15 pF. Il sistema per calcolare i valori di  $C_1$ ,  $C_2$  e  $L_1$  è identico in tutto a quello esposto nel precedente paragrafo. La fig. 6 indica la progressione di queste « tappe » di semplificazione del calcolo dei vari componenti fino ad arrivare al circuito finale riportato in fig. 6(d).

### Il circuito di ingresso

Il circuito d'ingresso è più semplice degli altri; esso richiede una sola trasformazione e non sono presenti in esso condensatori chip. Il valore nominale dell'impedenza di ingresso del BLX67 è  $(2,71 + j5,9) \Omega$ , che deve essere adattata all'impedenza di 50  $\Omega$  della sorgente, come appunto è indicato in fig. 7.

### Soppressione della seconda armonica

In molte nazioni esistono capitolati che stabiliscono il valore minimo del livello delle armoniche superiori al segnale irradiato, ed in particolare, della seconda armonica presente nel segnale irradiato. Il

capitolato più rigido è quello in vigore in Gran Bretagna che prevede un valore di 68 dB per la soppressione della seconda armonica. Il circuito di uscita a linea di trasmissione del nostro amplificatore dà in proposito un'attenuazione di soli 25 dB, che in alcuni casi sarebbe più che sufficiente.

Un sistema abbastanza elegante per dare una maggior attenuazione alla seconda armonica presente nel segnale irradiato, e quello che consuma meno segnale, è quello di inserire un filtro passa-basso Chebyshev dopo lo stadio finale. Quello riportato in fig. 8(a) fornisce una soppressione di circa 25 dB della seconda armonica. Collegando due di questi filtri in serie, si ottiene un'attenuazione di circa 50 dB con una perdita di potenza di circa 600 mW.

L'allineamento del filtro viene solitamente effettuato col sistema semplice ed abbastanza in voga, consistente nel mettere in fila i condensatori chip e nel piegare gli induttori fino ad ottenere il miglior adattamento alla frequenza di 470 MHz.

### Circuiti per la regolazione del punto di lavoro in cc dei transistori

In fig. 9 è riportato il sistema-base per la regolazione del punto di lavoro in cc dei transistori. La preoccupazione che sta alla base del progetto di que-

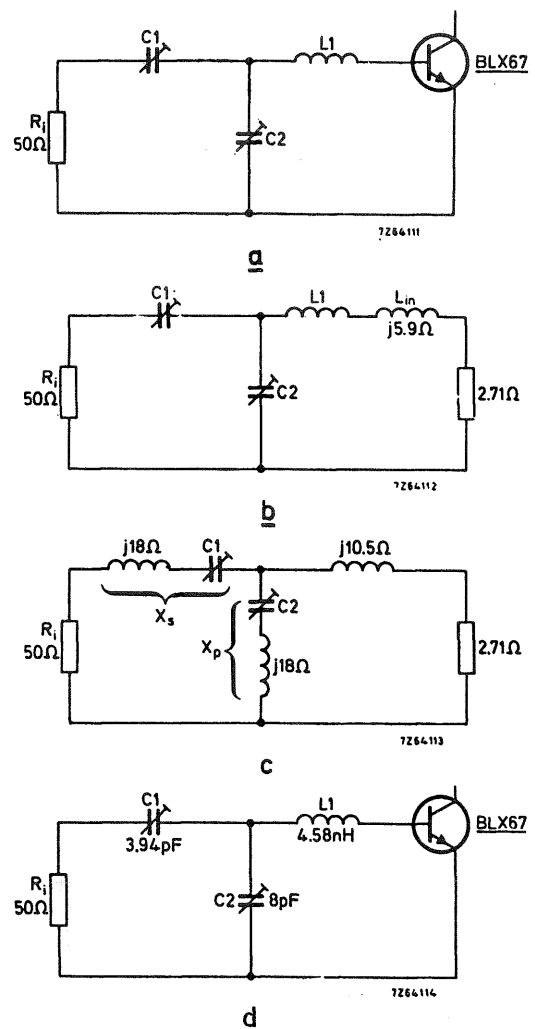


Fig. 7 - Calcolo del valore dei componenti del circuito d'ingresso.

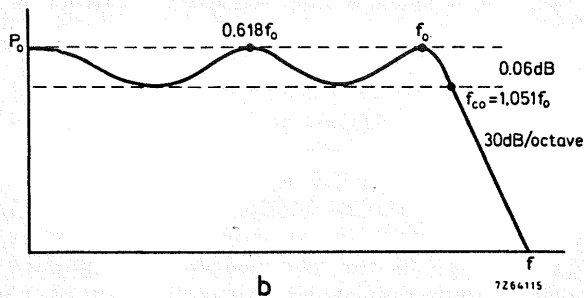
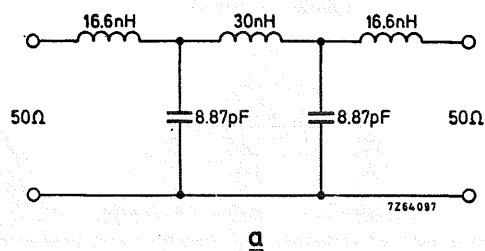


Fig. 8 - (a) Schema elettrico di una metà del filtro di antenna passa-basso con indicato il valore dei componenti. Collegando in serie due dei suddetti filtri si ottiene una attenuazione di circa 50 dB della seconda armonica; questo valore di attenuazione assieme a quello di 25 dB realizzata dalla linea di trasmissione dell'amplificatore, dà una attenuazione complessiva di 75 dB della seconda armonica. (b) Risposta del filtro Chebyshev;  $f_0$  è la frequenza di lavoro (470 MHz) e  $f_{co}$  è la frequenza di taglio (494 MHz). Il filtro di antenna riduce la potenza di uscita nella misura di 600 mW.

sti circuiti di alimentazione è costituita essenzialmente dal fattore di stabilità che i circuiti stessi debbono possedere.

Dopo molte prove si è visto che quello riportato in fig. 9 è quello che in pratica dà i migliori risultati. Infatti, l'amplificatore riesce ancora a mantenersi stabile (e cioè, non oscilla) quando alla massima potenza di uscita, il disadattamento del carico produce un rapporto di onde stazionarie (v.s.w.r.) con valore di 10 e rotazione di fase da  $0^\circ$  a  $360^\circ$ .

Ricordiamo infine due considerazioni che hanno influito nella scelta dei valori dei componenti del circuito di fig. 9, e cioè:

- 1) per avere un buona stabilità, il valore di induttanza della bobina di arresto r.f. deve essere più basso possibile, tenendo però bene in mente che esso deve essere da 3 a 4 volte superiore all'impedenza presentata al collettore dal carico (oppure dallo stadio successivo), e
- 2) che in caso di funzionamento in classe B è assolutamente necessario realizzare una « strada » in cc tra la base e l'emettitore; nello stesso tempo però è necessario che alle frequenze di lavoro in gioco, l'impedenza tra questi elettrodi sia elevata; è per questo motivo che sono stati inseriti  $R_b$  e  $L_b$  in fig. 9.

## PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

### 1 - Guadagno in potenza e rendimento complessivo

#### Variazioni della tensione di alimentazione

Gli effetti di una eventuale variazione della tensione di alimentazione  $V_B$  agli effetti del guadagno di

potenza  $G$  e del rendimento  $\eta$  vennero esaminati sotto questi due punti di vista:

- variazione di  $V_B$  nella misura di  $\pm 20\%$  del suo valore nominale di 12,5 e 13,8 V, mantenendo la potenza di ingresso  $P_i$  costante (vedi Tabella 1), e
- variazione di  $V_B$  nella misura di  $\pm 20\%$  e contemporanea variazione della potenza d'ingresso di  $P_i$  intesa come quadrato del rapporto tra la tensione di alimentazione reale e il relativo valore nominale (vedi tabella 2). Per esempio, se  $V_B = 10$  V e  $V_{B \text{ nom}} = 12,5$  V;  $P_i = (10/12,5)^2 \times P_{i \text{ nom}} = 0,64 \times 166 \text{ mW} = 106 \text{ mW}$ . Ciò simula la tipica variazione della potenza di ingresso  $P_i$  che ci si può aspettare dallo stadio pilota che precede.

#### Variazione di frequenza

L'effetto di una eventuale variazione della frequenza di lavoro sul guadagno  $G$  e sul rendimento  $\eta$  è riportato nella tabella 3 ( $V_B = 12,5$  V,  $P_o = 15$  W).

### 2 - Larghezza di banda

La larghezza di banda definita come campo delle frequenze entro le quali il guadagno si mantiene entro  $\pm 1$  dB rispetto al guadagno a 470 MHz, venne misurata per entrambi i valori nominali della tensione di alimentazione  $V_B$ ; i risultati ottenuti furono i seguenti:

$$V_B = 12,5 \text{ V} : 456 \text{ MHz} \dots 477 \text{ MHz} = 21 \text{ MHz},$$

$$V_B = 13,8 \text{ V} : 463 \text{ MHz} \dots 478,5 \text{ MHz} = 15,5 \text{ MHz}$$

Un fattore di merito  $Q$  più elevato dell'impedenza di uscita dei transistori può eventualmente produrre una riduzione nella larghezza di banda nel caso in cui la tensione di alimentazione assuma un valore più elevato.

### 3 - Apparecchiatura per la misura delle prestazioni dell'amplificatore

In fig. 10 è riportata la strumentazione necessaria per effettuare la misura del guadagno, del rendimento e della stabilità dell'amplificatore.

In corrispondenza dei valori più elevati della potenza di pilotaggio ( $P_i$ ) e della tensione di alimentazione ( $V_B$ ), l'amplificatore è in grado di fornire circa 23 W; per questo motivo, quando vennero effettuate le suddette misure l'amplificatore venne montato su un dissipatore di calore raffreddato ad acqua.

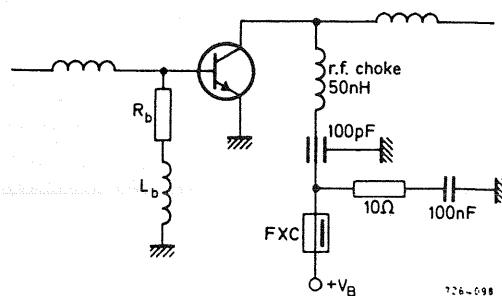


Fig. 9 - Disposizione di massima del circuito di alimentazione in cc dei transistori; questo circuito ad eccezione dei valori di  $R_b$  e  $L_b$  è identico per tutti e tre gli stadi; FXC è una perlina di ferroxcube.

**TABELLA 1 - Variazione di G e di  $\eta$  rispetto a  $V_B$  ( $P_i$  costante,  $f = 470$  MHz);  $I_T$  corrisponde alla corrente di alimentazione complessiva mentre  $P_o$  è la potenza in antenna.**

$V_B$ (V)	$I_T$ (A)	$P_i$ (mW)	$P_o$ (W)	G (dB)	$\eta$ (%)
12,5 ( $V_{B\text{ nom}}$ )	2,68	166	15,0	18,55	44,7
10,0	2,13	166	9,7	17,67	45,5
15,0	2,96	166	20,2	20,86	45,5
13,8 ( $V_{B\text{ nom}}$ )	2,41	106	15,0	21,50	45,2
11,1	2,00	106	10,0	19,74	45,0
16,6	2,38	106	17,8	22,50	45,1

**TABELLA 2 - Variazione di G e di  $\eta$  rispetto a  $V_B$  ( $P_i$  varia in funzione del quadrato  $V_B / V_{B\text{ nom}}$ ,  $f = 470$  MHz).**

$V_B$ (V)	$P_i\text{ nom}$ (mW)	$I_T$ (A)	$P_i$ (mW)	$P_o$ (W)	G (dB)	$\eta$ (%)
10,0	166	1,77	106	8,0	18,78	45,2
15,0	166	3,42	238	22,7	19,79	44,2
11,1	106	1,65	68	8,0	20,70	43,7
16,1	106	3,10	153	23,0	21,77	44,8

Nello schema di fig. 10 si nota la presenza di un commutatore che permette di usare uno stesso generatore di segnale, preamplificatore e filtro passa-basso sia per la misura del guadagno e del rendimento sia per eventuali controlli riguardanti la stabilità di funzionamento dell'amplificatore. Quando il commutatore si trova nella *posizione 1*, viene misurata la potenza di uscita dalla quale poi si ricavano sia il guadagno che il rendimento. Quando invece il commutatore viene

**TABELLA 3 - Variazione di G e di  $\eta$  in funzione della frequenza f.**

f (MHz)	$I_T$ (A)	$P_i$ (mW)	G (dB)	$\eta$ (%)
450	2,60	152	19,95	46,2
460	2,65	160	19,72	45,3
470	2,68	166	18,55	44,8

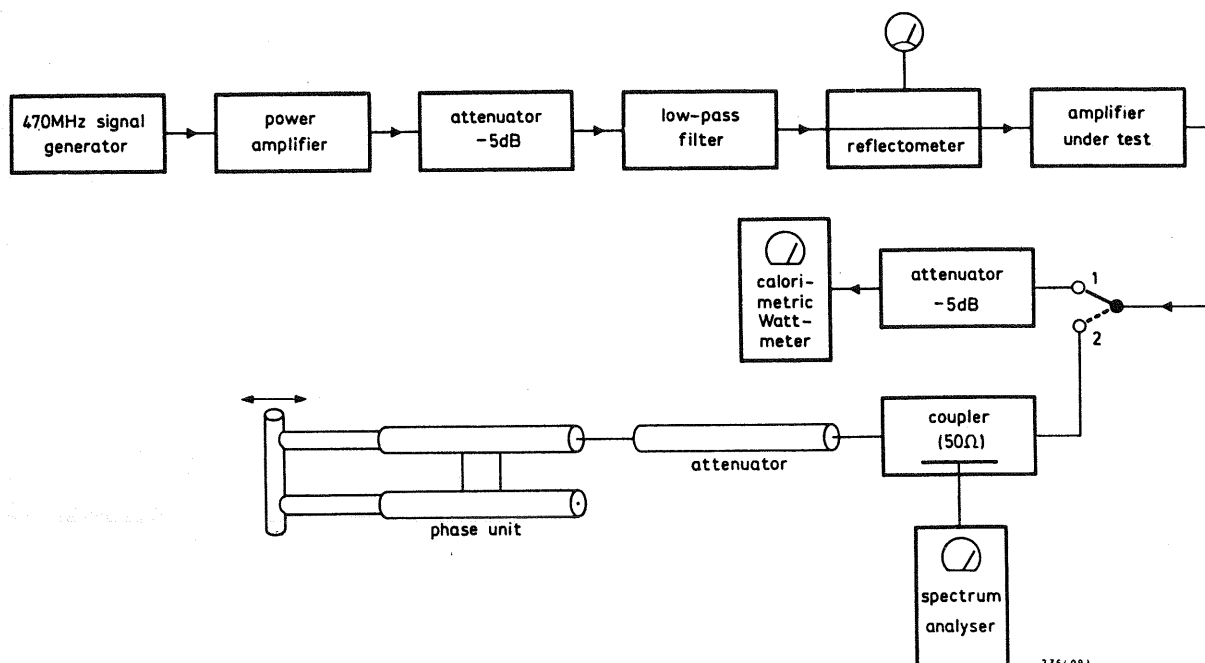
*Nota:* In Europa, la potenza di uscita nominale di una batteria da auto sottocarico ha il valore di 13,8 V mentre negli Stati Uniti tale valore è 12,5 V.

ne portato nella *posizione 2*, viene « presentato » all'amplificatore un carico costituito da un attenuatore e da uno sfasatore il cui funzionamento può essere controllato mediante un analizzatore di spettro. L'attenuatore è costituito da un cavo speciale (Amphenol RG21A/U) lungo 74 cm., che consente di simulare un rapporto di onde stazionarie (v.s.w.r.) pari a 10. L'unità sfasatrice è costituita da una linea a trombone a impedenza costante e a mezza lunghezza d'onda; essa permette di variare l'angolo di fase del segnale da 0 a 360°.

### Realizzazione pratica dell'amplificatore

Il circuito completo dell'amplificatore unitamente al filtro di antenna passa-basso a due stadi sono riportati in fig. 11. Nello schema sono indicati anche i valori dei vari componenti.

Abbiamo detto che il rivestimento inferiore in rame della piastra del circuito stampato serve da *piano di massa* per i circuiti dell'amplificatore. La fig. 12 mostra la parte del circuito stampato dove vengono montati i componenti (il disegno corrisponde a 4/5 delle dimensioni reali). Ove occorra, i collegamenti al



**Fig. 10 - Disposizione degli strumenti per la misura del guadagno di potenza, del rendimento e della stabilità dell'amplificatore.**



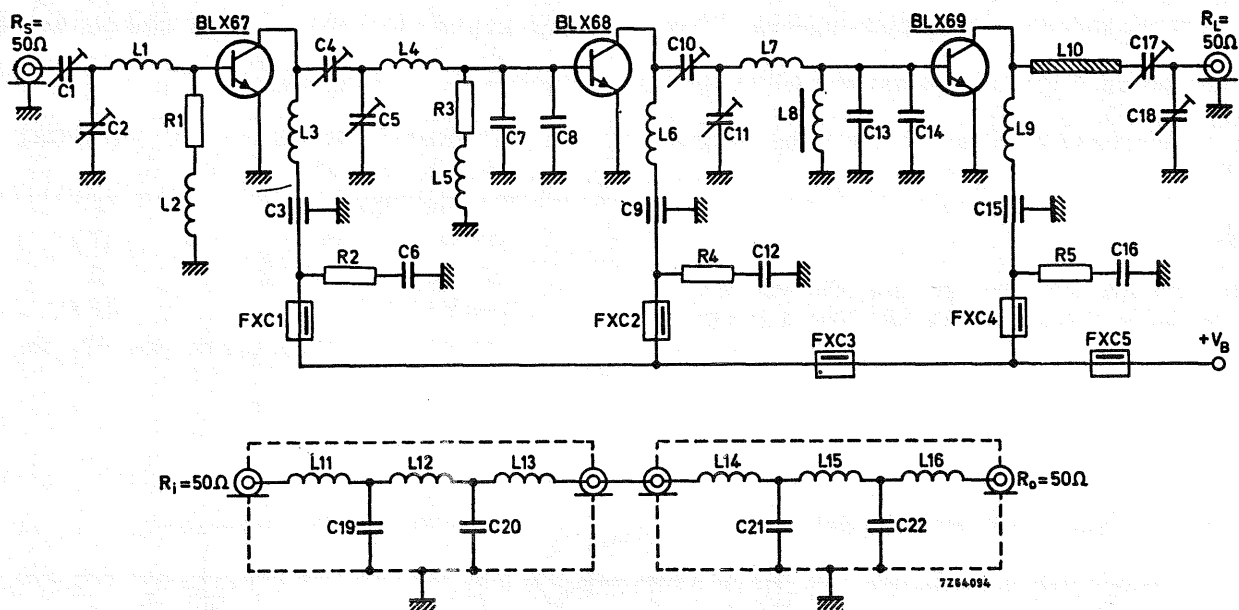


Fig. 11 - Circuito completo dell'amplificatore di potenza a tre stadi e del filtro di antenna.

**Componenti**

- R1, R2, R4, R5 : 10 Ω, ± 5%
  - R3 : 3,3 Ω, ± 5%
  - C1, C2, C4, C10, C17, C18 : trimmer da 1,8 a 9 pF con dielettrico a film (2222 809 05002)
  - C3, C9, C15 : 100 pF, condensatori passanti
  - C5, C11 : trimmer da 1 a 3 pF con dielettrico a film (2222 809 05001)
  - C6, C12, C16 : 100 nF, ± 10%
  - C7, C8 : 6,8 pF, condensatori chip ceramici
  - C13, C14 : 15 pF, condensatori chip ceramici
  - C19, C20, C21, C22 : 8,2 pF condensatori chip; (regolati a 8,87 pF a 470 MHz)
  - L1, L4, L7 : mezza spira di una striscia di rame dorato di dimensioni 3,5 mm × 0,1 mm L<sub>1</sub> = 12 mm; L<sub>4</sub> = 14 mm; L<sub>7</sub> = 16 mm. Queste mezza spire sono chiaramente visibili nel prototipo di fig. 13
  - L2, L5 : 13 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte molto strettamente; diametro interno = 4 mm
  - L3, L6, L9 : 2 spire di filo di rame da 1 mm; diametro = 4 mm; passo = 1,5 mm e 5 mm di terminali (sono anch'esse molto chiaramente visibili nel prototipo)
  - L8 : 10 μH microchoke (4322 057 01090)
  - L10 : strip-line con dimensioni di 52,4 mm × 5 mm
  - L11, L13, L14, L15 : 1 spira di filo di rame da 1 mm; diametro interno = 5 mm; terminali = 6 mm
  - L12, L15 : 3 spire di filo di rame da 1 mm; diametro interno = 4 mm; passo 1 mm; terminali 6 mm
  - FXC1, FXC2, FXC3, FXC4, FXC5 : bobine di arresto r.f. su perlina di ferroxcube.
- I numeri a 12 cifre riportati in parentesi sono i codici dei componenti quali risultano dagli handbooks Philips-Elcoma.

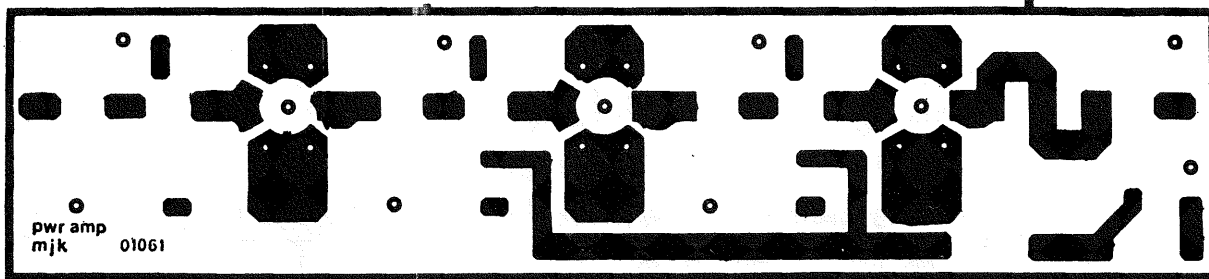


Fig. 12 - Circuito stampato visto dalla parte del rame dove vengono montati i componenti (corrisponde ai 4/5 del circuito stampato reale).

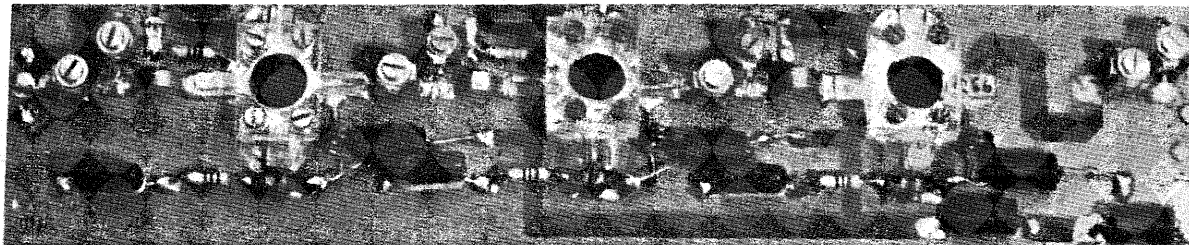


Fig. 13 - Prototipo di laboratorio dell'amplificatore descritto. I collegamenti al piano inferiore della piastra (massa) vengono effettuati mediante rivetti tubolari da 2 mm che vengono saldati al rame inferiore della piastra stessa. I collegamenti di ingresso e di uscita dell'amplificatore vengono effettuati saldando direttamente il cavo coassiale ai rivetti (massa) e alle aree metallizzate (segnale) del circuito stampato. In questo prototipo di laboratorio, i transistori sono stati fissati mediante blocchi di materiale acrilico onde consentire la loro sostituzione in caso di misure, prove ecc...



rame della parte superiore del circuito stampato dove si trovano i componenti, possono essere effettuati con rivetti tubolari da 2 mm. I collegamenti dell'ingresso e dell'uscita dell'amplificatore fanno capo a connettori per cavo coassiale saldati al rame del circuito stampato.

### Appendice

Come riportato nella prima parte di questo articolo, lo stadio di uscita dell'amplificatore a tre stadi ora descritto, non è altro che una versione adattata

di un amplificatore ad uno stadio singolo (fig. 14). Qui di seguito, riportiamo alcune caratteristiche di questo amplificatore a stadio singolo.

Frequenza di lavoro	470 MHz
Tensione di alimentazione	12,5 V
Potenza d'ingresso	6,1 W
Potenza d'uscita	17 W
Guadagno di potenza	4,5 dB
Rendimento	67 %
Larghezza di banda (0,6 dB)	450...470 MHz

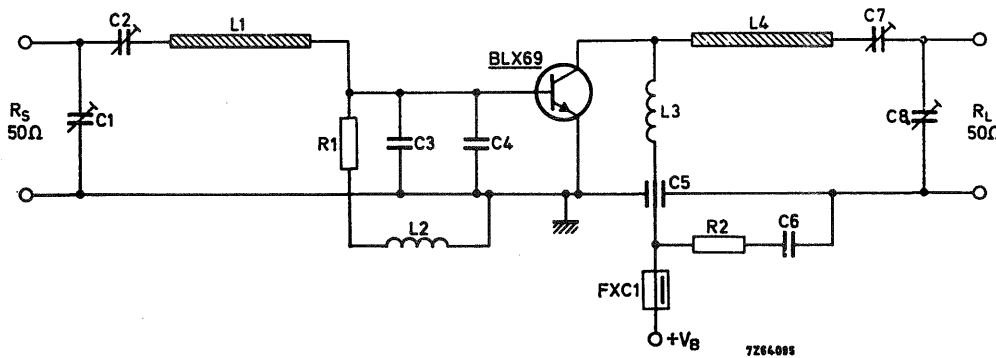


Fig. 14 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza ad uno stadio; potenza di uscita 17 W; frequenza 470 MHz. In questo amplificatore, le linee di trasmissione (strip-line) si trovano sia all'ingresso sia all'uscita.

#### Componenti

- R1 : 1 Ω, ± 5%, 1/4 W
- R2 : 10 Ω, ± 5%, 1/4 W
- C1, C2, C7, C8: 1,8-9 condensatori trimmer, con dielettrico a film (2222 809 05002)
- C3, C4 : 15 pF, condensatori chip ceramici (2212 669 57159)
- C5 : 100 pF condensatori passanti
- C6 : 33 nF, ± 10%
- L1 : linea di trasmissione (strip-line) con dimensioni di 40,8 mm × 5 mm
- L2 : 13 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente; diametro interno 4 mm
- L3 : 2 spire di filo di rame da 1 mm; diametro interno 4 mm; passo = 1,5 mm; terminali 2 × 5 mm
- L4 : strip-line con dimensioni di 52,4 mm × 5 mm
- FXC1 : bobina di arresto r.f. su perlina di ferroxcube.

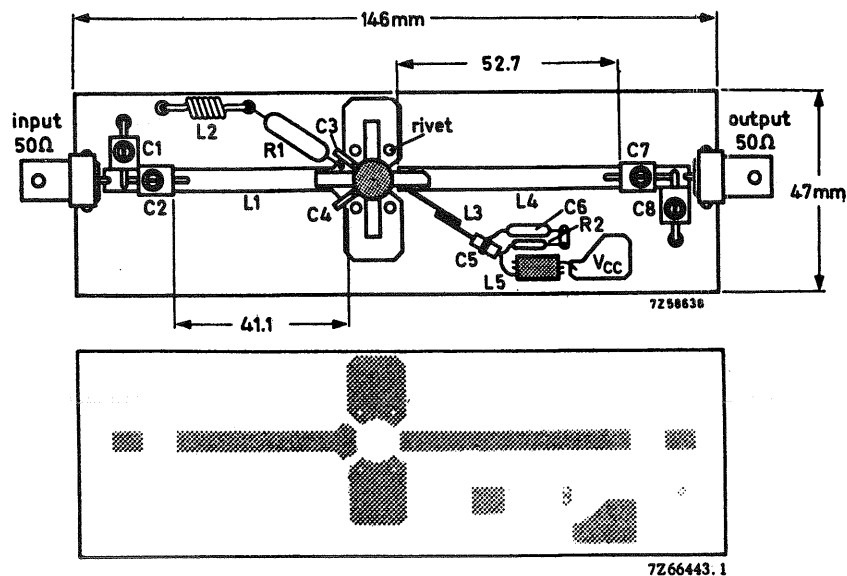


Fig. 15 - Circuito stampato dell'amplificatore di fig. 14 con e senza i componenti montati.