

Amplificatore S.S.B. a bassa distorsione

- Banda di lavoro: 1.6/28 MHz
- Potenza d'uscita: 50 W p.e.p.

Viene descritto un amplificatore di potenza a larga banda a transistori per impieghi S.S.B. Entro la banda da 1,6 MHz e 28 MHz, esso può fornire una potenza di uscita di 50 W p.e.p. i prodotti di distorsione nel loro complesso si trovano 40 dB al disotto del segnale principale. Questo amplificatore con guadagno di 18 dB è costituito essenzialmente da un sistema push-pull a cascode. La tensione di onda stazionaria d'ingresso (v.s.w.r.) è inferiore a 1,24.

1 - INTRODUZIONE

E' noto che negli amplificatori a larga banda impiegati nei sistemi di telecomunicazioni multicanale S.S.B., il contenuto di armoniche e la distorsione prodotta da fenomeni di intermodulazione devono trovarsi 40 dB *al disotto* del segnale utile. Gli attuali amplificatori lavoranti in *classe A-B* raramente riescono a sopprimere più di 30 dB i prodotti di distorsione dovuti a fenomeni di intermodulazione mentre la distorsione dovuta alla *terza* armonica non si riesce ad abbassarla oltre i 15 dB.

Gli amplificatori lavoranti in *classe A* sono invece in grado di fornire, sotto questo punto di vista, prestazioni migliori: infatti, essi riescono a sopprimere nella misura di 40 dB la distorsione per intermodulazione, e nella misura di 25 dB la distorsione dovuta alle armoniche.

In questo articolo verrà descritto il progetto e la realizzazione pratica di un amplificatore a larga banda lavorante in *classe A* impiegante un particolare circuito *push-pull in cascata*.

Due transistori *BLW60* lavorano in uno stadio pilota configurato a emettitore in comune; lo stadio finale è costituito da due transistori *585 BLY* montati in configurazione base comune (la sigla *585 BLY* è una sigla di sviluppo. I dati riassuntivi di questo transistorore sono stati riportati alla fine di questo articolo).

La potenza di uscita è 50 W p.e.p.; il guadagno oscilla tra 0,23 dB e 18 dB entro la banda tra 1,6 MHz e 28 MHz mentre il livello di intermodulazione e la distorsione da armoniche è - 40 dB. L'amplificatore richiede una tensione di alimentazione 44 V/6 A.

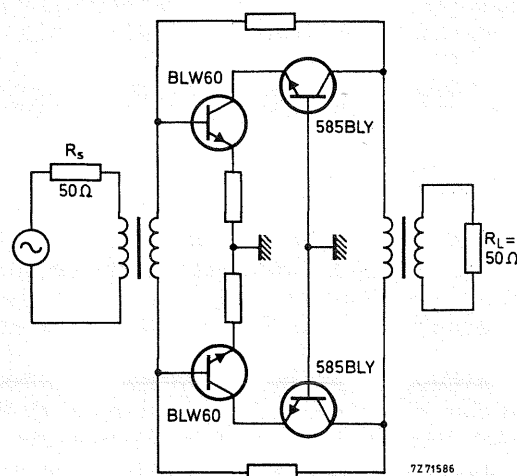


Fig. 1 - Schema di massima dell'amplificatore push-pull cascode.

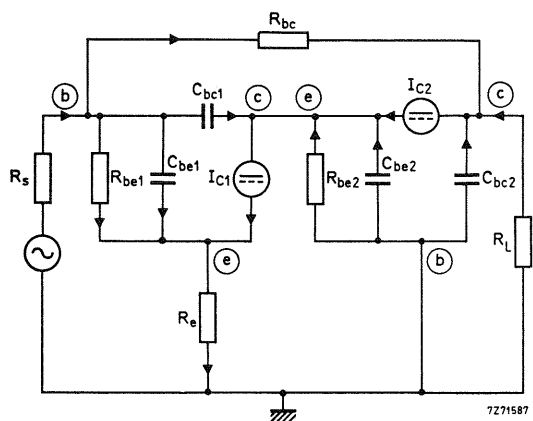


Fig. 2 - Circuito equivalente semplificato di una coppia di cascode.

2 - CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

Si sa che negli amplificatori *lineari* a transistori le cause che producono distorsione sono essenzialmente due: *la prima* è la variazione non lineare esistente tra *frequenza di taglio* f_T e corrente e tensione di collettore; *la seconda* è la variazione, anch'essa non lineare, tra capacità di collettore e tensione di collettore. Quest'ultima causa diventa ancora più seria negli amplificatori in *classe A* in configurazione a emettitore in comune quando questi lavorano verso l'estremo *superiore* della banda passante. In questi casi infatti, la maggior parte della corrente r.f. di ingresso tende a scorrere attraverso la capacità del collettore.

In un circuito *in cascata* (cascode), la situazione è completamente diversa. In questo caso infatti, lo stadio a emettitore in comune viene *caricato* dall'impedenza di ingresso molto bassa dello stadio a base in comune; questa configurazione riduce di 10 volte la corrente circolante attraverso la capacità del collettore dello stadio di ingresso.

Inoltre in uno stadio con base in comune l'effetto dovuto alle capacità di collettore viene ulteriormente ridotto anche per un'altra ragione: in questo caso infatti, la capacità viene a trovarsi *in parallelo* al carico, e di conseguenza, la sua reattanza risulterà molto elevata in confronto a quella della resistenza di carico. Questo è il motivo principale per cui molti amplificatori C.A.T.V. impiegano circuiti in cascata (cascode).

2.1 - Condizioni di lavoro

In un circuito in cascata i transistori risultano collegati *in serie* perciò che riguarda l'alimentazione in corrente continua. Nel caso particolare del transistor *BLW60*, è ammissibile una V_{CE} di 14 V mentre per il *585 BLY* occorre una tensione di 28 V; tenendo inoltre presente un'ulteriore caduta di tensione di 2 V che si verifica ai capi del resistore di emettitore del *BLW60*, si può concludere che il valore della tensione *effettiva* di alimentazione del circuito dovrà avere il valore di 44 V. I grafici SOARS (Safe Operating Areas) in corrente continua dei transistori *BLW60* e *585 BLY* ammettono una corrente di collettore di 3 A ad una temperatura del dissipatore di calore di 70 °C.

2.2 - Progetto pilota

Per acquistare una certa esperienza con questo nuovo circuito, si credette opportuno realizzare per prima cosa un *circuito-pilota* costituito da un amplificatore *single-ended in cascata* impiegante soltanto due transistori. Questo circuito venne progettato per una potenza di uscita di 20 W p.e.p e doveva avere una distorsione di intermodulazione pari a -40 dB; questo era ciò che si voleva ottenere da questo progetto-pilota. Per migliorare la soppressione delle armoniche in corrispondenza delle frequenze più elevate della banda interessata, venne aggiunto all'uscita un filtro passa-basso del tipo Chebyshev con frequenza di taglio a 29 MHz.

3 - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Qui di seguito descriveremo sia la versione *single-ended* sia la versione *push-pull*. Il progetto in corrente continua di questi due tipi di amplificatori segue le normali regole di progetto di questi amplificatori, e di conseguenza non ci dilungheremo a ripeterle.

3.1 - Esigenze dei circuiti di ingresso e di uscita

La disposizione-base dell'amplificatore *push-pull* la si può vedere in fig. 1; in fig. 2 è riportato il circuito equivalente semplificato di *una* delle coppie in cascata (cascode).

a) *Occupiamoci innanzitutto del segnale di ingresso*

La corrente di ingresso di base dello stadio emettitore in comune può considerarsi formata essenzialmente da due componenti: e precisamente da una componente *reale* formata dalla somma delle correnti circolanti attraverso R_{be1} e R_{bc} ; e da una componente *immaginaria* formata dalla somma delle correnti circolanti in C_{be1} e C_{bc1} .

L'esperienza acquisita nel progetto di questi particolari amplificatori ha insegnato che per avere ottime caratteristiche di larga banda, la componente *reale* deve essere più elevata nella misura del 50% rispetto alla componente *immaginaria*.

Il valore di I_{Cbe1} può essere ricavato dalla seguente relazione:

$$f_T/f = I_{C1}/I_{Cbe1}$$

Siccome la corrente di collettore del *585 BLY* è 3 A e la sua h_{FE} è 50, avremo che la corrente di collettore I_{C1} sarà uguale a 3,06 A. Siccome la frequenza di transizione f_T del *BLW60* è 600 MHz, alla frequenza di 28 MHz avremo:

$$I_{Cbe1} = 3,06 \times 28/600 = 0,143 \text{ A.}$$

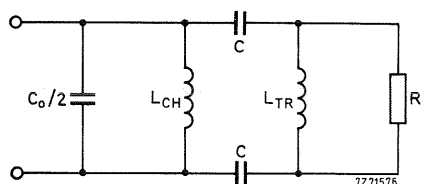


Fig. 3 - Circuito equivalente del carico presentato ai collettori dei transistori *585 BLY*.

Abbiamo detto che la relazione tra C_{bc} e la tensione base-collettore ha un andamento lineare per cui una eventuale modulazione della tensione al collettore tenderà a variare il valore medio della capacità C_{bc} . Per il BLW60, $C_{be} (= C_{bc1})$ è 83 pF alla tensione di lavoro scelta di 14 V.

La componente alternata della tensione ai capi di C_{be1} è formata: 1) dalla tensione presente ai capi di R_c e cioè 2 V; 2) da $V_T (= kT/q)$ di entrambi i transistori, e cioè 0,06 V; 3) dalle tensioni ai capi dei resistori di collettore del BLW60, ed infine 4) dalla tensione ai capi del resistore di emettitore del 585 BLY (non indicato), quest'ultima pari a 0,6 V. Oltre a queste cadute di tensione dobbiamo aggiungere inoltre altre cadute di tensione che si verificano ai capi delle varie induttanze *parassite* presenti inevitabilmente nel circuito.

Complessivamente quindi abbiamo una caduta di tensione di 3 V.

Ora, una componente di tensione alternata pari a 3 V tende ad aumentare C_{be1} fino a circa 88 pF; partendo da questo valore sarà facile calcolare I_{Cbe1} . Avremo infatti:

$$\begin{aligned} I_{Cbe1} &= V_{BC1} \omega C_{be1} \\ &= 3 \times 2\pi \times 28 \times 10^6 \times 88 \times 10^{-12} \\ &= 0,046 \text{ A.} \end{aligned}$$

Concludendo possiamo quindi affermare che la componente *immaginaria* complessiva della corrente di ingresso sarà $0,143 + 0,046 = 0,189 \text{ A}$.

Per poter calcolare la componente *reale* della corrente di ingresso occorre che determiniamo innanzitutto la tensione di ingresso. Quest'ultima risulterà dalla somma della caduta di tensione ai capi di R_c e cioè 2 V, più la V_T del BLW60, e cioè 0,03 V: vediamo allora che la tensione complessiva di ingresso assumerà il valore di 2,03 V. Supponendo ora che la resistenza d'ingresso abbia il valore di 6,25 Ω , la componente reale della corrente di ingresso assumerà il seguente valore: $2,03/6,25 = 0,325 \text{ A}$.

Questo valore, come si vede, corrisponde a più del 50% della componente immaginaria, e di conseguenza, soddisferà pienamente il criterio in precedenza enunciato per avere le caratteristiche di larghezza di banda richieste.

b) Vediamo ora come è possibile calcolare R_{bc} e R_e

Una parte della componente reale della corrente di ingresso scorre attraverso R_{be1} . Supponendo per il BLW60 un $h_{FE} = 50$ avremo:

$$I_{Rbe1} = I_{C1}/h_{FE} = 3,06/50 = 0,061 \text{ A.}$$

Ciò permette di far circolare attraverso R_{bc} una corrente pari $0,325 - 0,061 = 0,264 \text{ A}$. La tensione ai capi di R_{bc} deve essere uguale alla somma (non trasformata) delle tensioni rispettivamente di ingresso e di uscita, vale a dire $28 + 2,03 \approx 30 \text{ V}$.

Per cui avremo:

$$R_{bc} = 30/0,264 = 114 \Omega.$$

A questo punto è possibile calcolare il valore di R_e . Infatti siccome V_{Re} è 2 V e la corrente di emettitore del BLW60 è $3,06 + 0,06 = 3,12 \text{ A}$, avremo:

$$R_e = 2/3,12 = 0,641 \Omega.$$

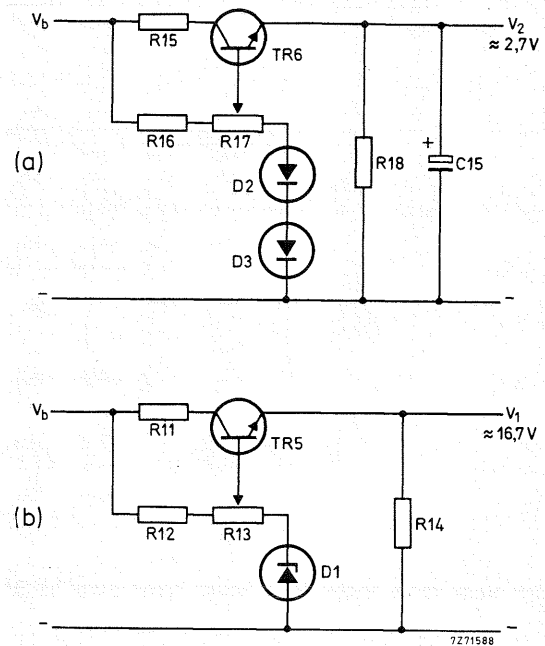


Fig. 4 - Circuiti per la tensione di polarizzazione. a) tensione di alimentazione di 2,7V per i transistori di ingresso BLW 60. b) tensione di alimentazione di 16,7V per i transistori di uscita 585 BLY.

La componente *interna* di questa resistenza, e cioè r_e , è 0,088 Ω per il transistor BLW60, il che permette di aggiungere *all'esterno* una resistenza pari a $0,641 - 0,088 = 0,553 \Omega$.

c) A questo punto vediamo come si può calcolare la potenza di uscita e la resistenza di carico.

La corrente di uscita r.f. (non trasformata) è data da:

$$I_o = I_{C2} - I_{Rbe} = 3 - 0,264 = 2,74 \text{ A.}$$

Da questa espressione è possibile ricavare sia la potenza di uscita sia la resistenza di carico.

Infatti per la potenza di uscita avremo:

$$P_o = V_{CE2} I_o / 2 = 28 \times 2,74 / 2 = 38,4 \text{ W}$$

mentre per la resistenza di carico avremo:

$$R_L = V_{CE2} / I_o = 28 / 2,74 = 10,2 \Omega$$

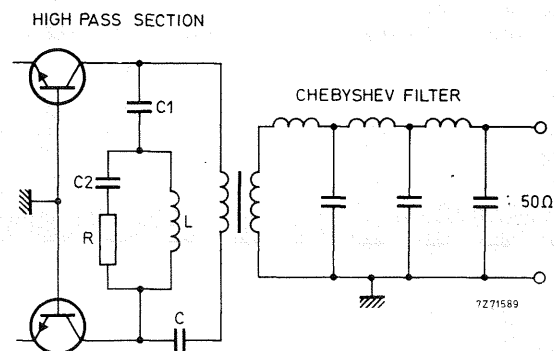


Fig. 5 Filtri passa-alto e filtro Chebyshev di uscita.

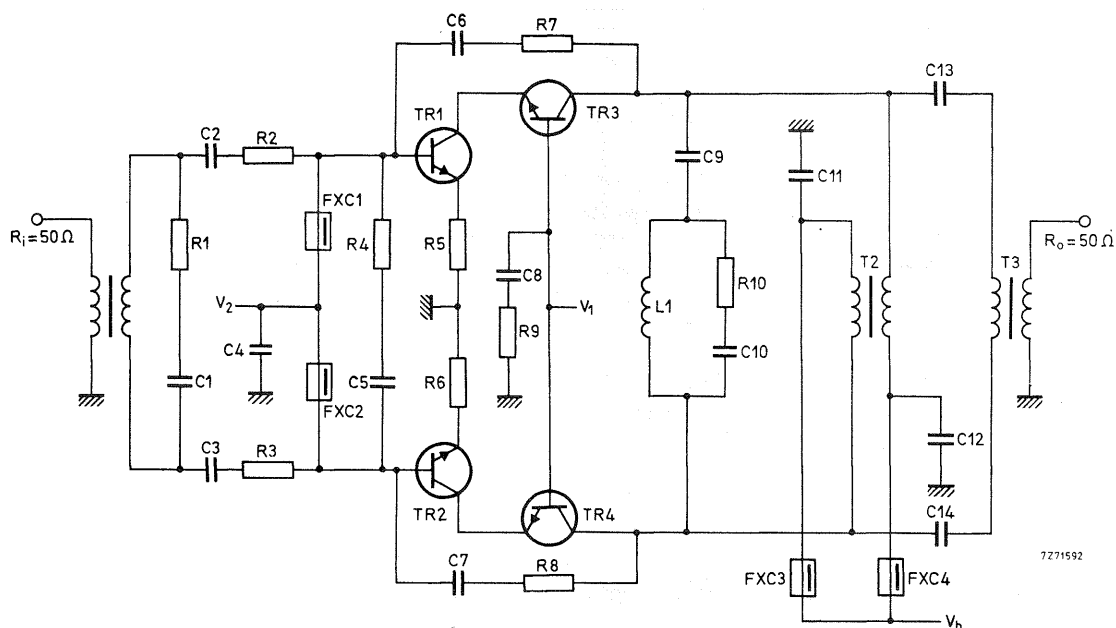


Fig. 6 - Circuito finale dell'amplificatore cascode/push-pull da 50 W di uscita. I valori dei componenti sono riportati nell'Appendice 1.

d) Parliamo infine della potenza di pilotaggio e del guadagno

La potenza di pilotaggio richiesta per l'uscita da una versione single-ended di 38,4 W su una impedenza di 10,2 Ω è data dalla seguente espressione:

$$P_{dr} = V_i I_i / 2 = 2,03 \times 0,325 = 0,33 \text{ W}$$

e di conseguenza, il guadagno in potenza sarà dato da:

$$G_p = 10 \log (P_o / P_{dr}) = 10 \log (38,4 / 0,33) = 20,7 \text{ dB.}$$

3.2 - Il trasformatore d'ingresso

In un primo tempo, per adattare l'impedenza della sorgente del segnale (50 Ω) all'impedenza di ingresso dell'amplificatore ($2 \times 6,25 \Omega$) venne impiegato un convenzionale trasformatore d'ingresso calcolato in base ai dati in precedenza acquisiti. Si effettuarono le misure e si riscontrò che nella versione-pilota single-ended sia l'impedenza d'ingresso che il guadagno in potenza risultavano, verso il limite superiore della banda, superiori a quelli in precedenza fissati. Questa incongruenza venne corretta aggiungendo in serie alla base di ciascun BLW60 resistori addizionali da 6 Ω. In questa maniera l'adattamento ai 50 Ω diventava $2 \times 12,25 \Omega$.

La procedura di questa correzione verrà spiegata più avanti.

Il trasformatore d'ingresso è un trasformatore toroidale convenzionale realizzabile in base alle indicazioni riportate nelle appendici 1 e 2.

3.3 - Il trasformatore di uscita

Compito del trasformatore di uscita è quello di adattare l'impedenza di uscita dell'amplificatore pari a $2 \times 10,2 \Omega$ all'impedenza di 50 Ω caratteristica della linea di trasmissione. Anche questo trasformatore se-

gue criteri di progetto convenzionali riportati anch'essi nelle appendici 1 e 2.

3.4 - Il choke di uscita

I due chokes di uscita presenti nei circuiti di collettore dei transistori finali 585 BLY vengono avvolti su un unico bastone di ferrite. Ciò permette di annullare quasi completamente flussi in cc presenti nel nucleo stesso.

Questi chokes, essendo avvolti su bastone in ferrite, hanno ovviamente un circuito magnetico aperto, e di conseguenza, difficilmente saturabile. Ciò ha il vantaggio di attenuare l'effetto indesiderato derivante dall'aver correnti di uscita non uguali, e nello stesso tempo contribuisce a mantenere un valore di induttanza sostanzialmente costante entro un ampio campo di variazione delle correnti.

Si noterà osservando la fig.6 che questi chokes sono stati collegati in maniera da abbassare la frequenza di risonanza del circuito di disaccoppiamento, così da evitare fenomeni di oscillazioni che potrebbero instaurarsi entro la banda passante in cui deve lavorare l'amplificatore.

3.5 - Compensazione del circuito di uscita

La fig.3 indica il circuito equivalente del carico presentato ai collettori dei transistori finali 585 BLY. In questo circuito di compensazione, C_o indica la capacità di uscita del transistor mentre i due C non sono altro che condensatori di blocco della corrente continua; L_{CH} è l'induttanza del choke e L_{TR} è l'induttanza presentata dal primario del trasformatore di uscita. In questo caso $L_{CH} = L_{TR} \approx 8 \mu\text{H}$.

Considerando questo circuito equivalente come una sezione di un filtro passa-alto avente un'impedenza caratteristica pari a:

$$R_L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

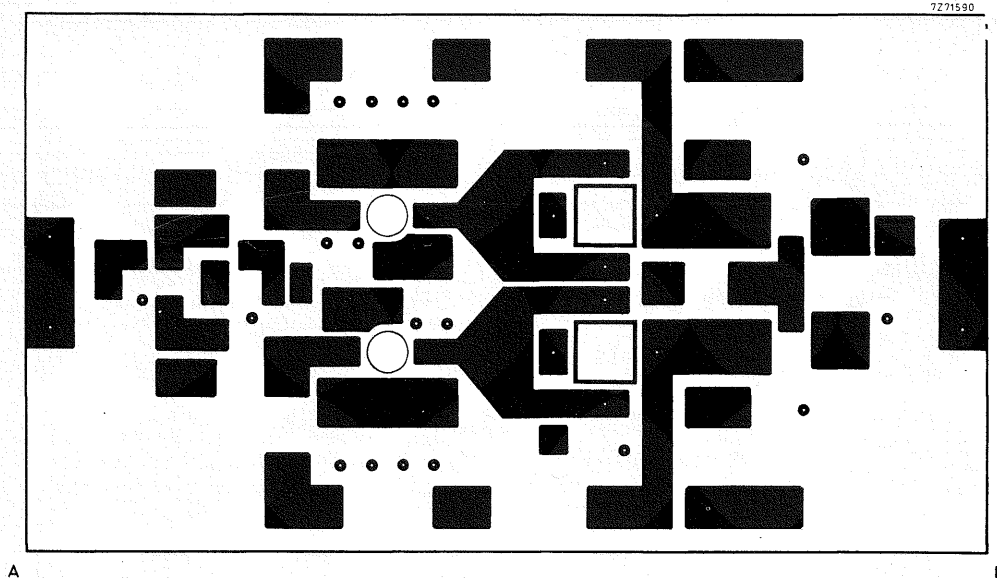


Fig. 7 - Parte superiore del rame (dove verranno sistemati i componenti) della piastra del circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore riportato in fig. 6. Dimensioni: 6/10 rispetto all'originale.

avremo che il valore di C sarà dato da:

$$C = \frac{L}{R_L^2} = 8 \times 10^{-6} / 20^2 = 20 \text{ nF.}$$

3.6 - Tensioni di polarizzazione per i transistori

Le basi dei transistori BLW60 richiedono una tensione di polarizzazione di circa 2,7 V, tensione quest'ultima risultante dalla somma della caduta di tensione ai capi del resistore di emettitore (2 V) e della tensione diretta ai capi del diodo base-emettitore del transistor (circa 0,7 V).

I transistori 585 BLY richiedono una tensione di polarizzazione di 16,7 V: tale valore tiene conto della

V_{CE} dei transistori pilota BLW60, della caduta di tensione ai capi dei resistori di emettitore di ciascun BLW60 e della tensione diretta base-emettitore del 585 BLY.

La corrente di base richiesta da ciascun transistorore ha pressapoco lo stesso valore: entrambi lavorano infatti con la stessa corrente di collettore ed hanno uguali anche i valori di h_{FE} . In conclusione quindi la corrente di base sarà data da:

$$I_B = \frac{I_C}{f_{FE}} \approx \frac{3}{50} = 0,06 \text{ A,}$$

in altre parole, una corrente complessiva di 120 mA per ciascuna tensione di polarizzazione.

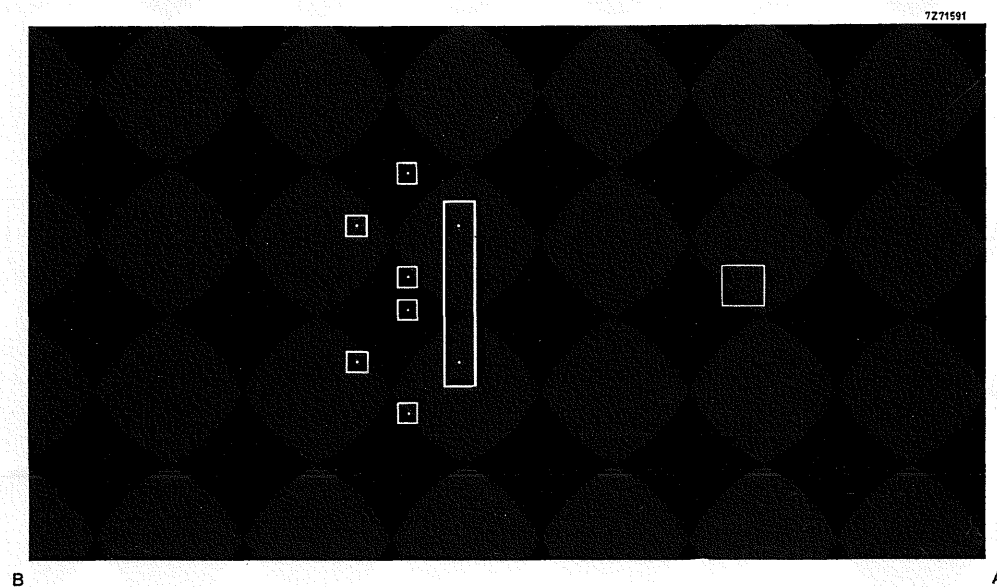


Fig. 8 - Parte inferiore della piastra di circuito stampato dove si trova il rame che forma di piano di base: dimensioni 6/10 del prototipo.

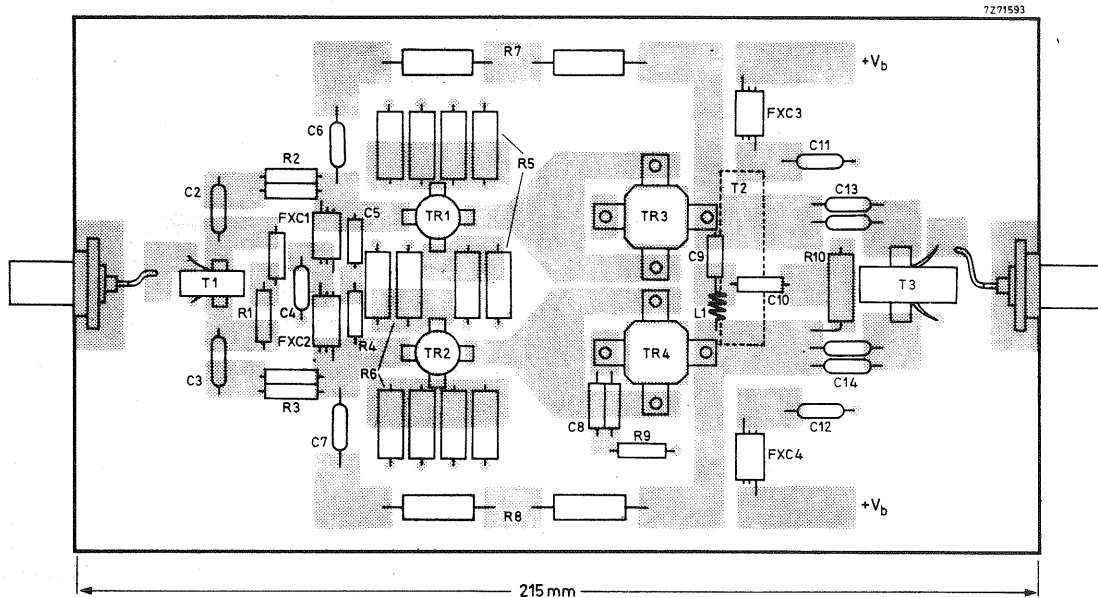


Fig. 9 - Disposizione dei componenti dell'amplificatore: dimensioni: 6/10 rispetto all'originale.

Come risulta dalla fig. 4, la tensione di polarizzazione è fornita da due stabilizzatori di tensione di bassa potenza.

3.7 - I filtri passa-alto

Per migliorare la soppressione delle armoniche viene collegato tra il trasformatore di uscita e il carico

un filtro passa-basso del tipo *Chebyshev*. Un siffatto filtro tenderebbe però a far aumentare fuori banda l'impedenza di carico, e potrebbe quindi fare entrare in oscillazione l'amplificatore. Questo indesiderato fenomeno viene impedito da un semplice filtro passa-alto collegato tra i collettori dei due transistori finali (vedi fig. 5).

In questa figura, il condensatore C1 funziona anche

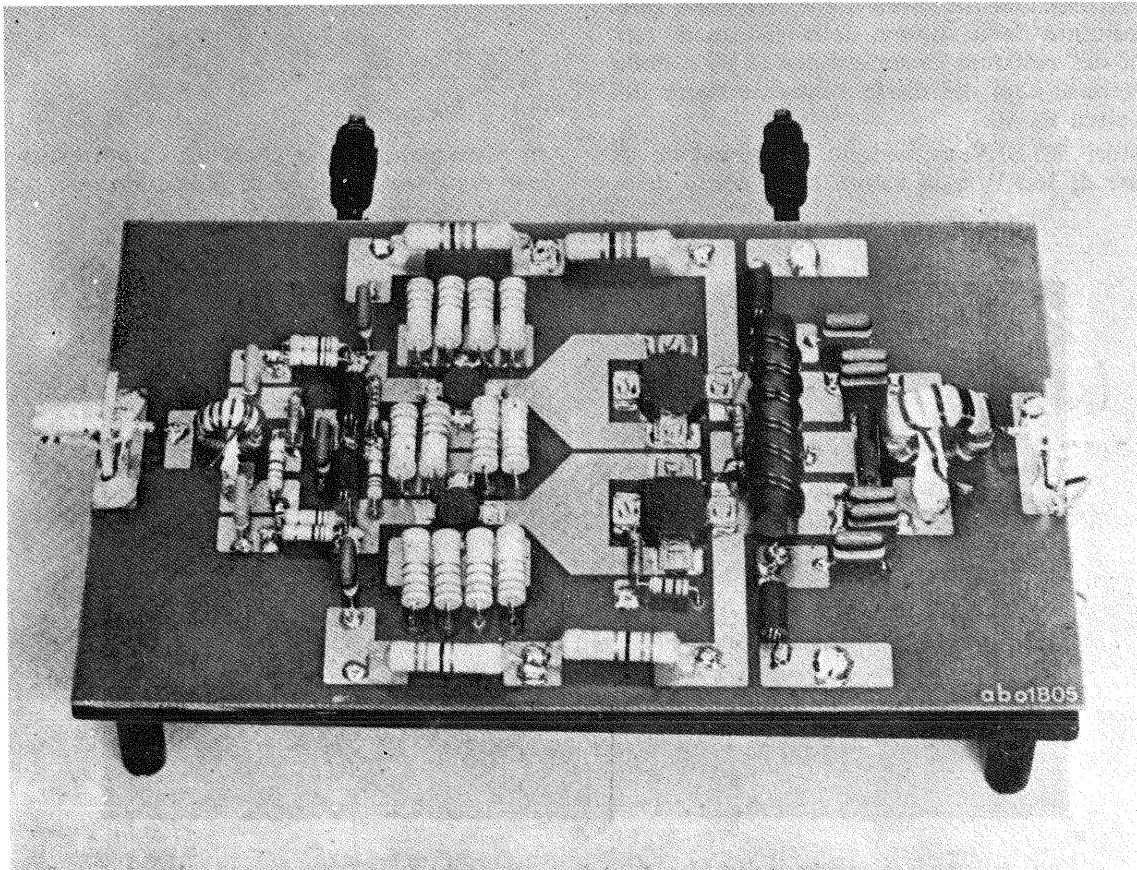


Fig. 9a - Fotografia dell'amplificatore da 50 W descritto nel testo.

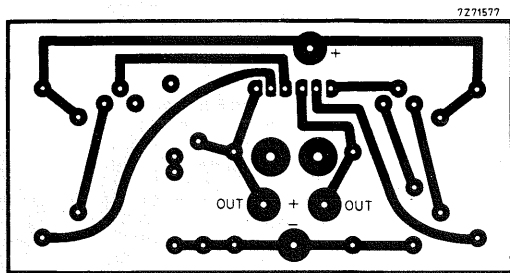


Fig. 10 - Rame della piastrina del circuito stampato dove si trovano i due circuiti che forniscono le due tensioni di polarizzazione. Dimensioni: 5/6 del naturale.

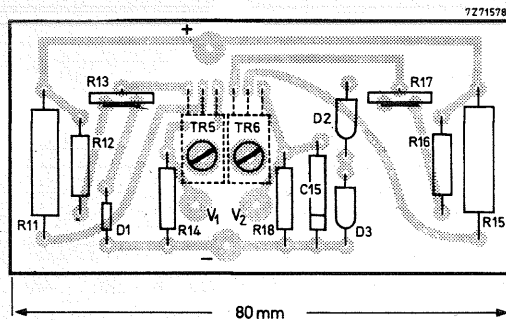


Fig. 11 - Disposizione dei componenti sulla piastrina dove si trovano i circuiti che forniscono le due tensioni di polarizzazione.

da compensatore r.f. del primario del trasformatore di uscita. Un analogo condensatore di compensazione per il secondario del trasformatore non venne inserito nella versione finale di questo amplificatore.

La presenza del filtro passa-alto esige che il filtro passa-basso abbia un ingresso ad L.

3.8 - Correzioni nel circuito di ingresso

Abbiamo visto in precedenza che verso le frequenze più elevate della banda delle frequenze trasmesse, sia il *guadagno in potenza* sia l'*impedenza di ingresso* tenderebbero ad aumentare più di quello previsto da questo progetto. Oltre a ciò si è anche visto che l'impedenza di ingresso tenderebbe ad assumere un carattere prevalentemente induttivo e non capacitivo come invece si vorrebbe.

Teniamo presente in proposito che l'impedenza di ingresso può essere data approssimativamente dalla seguente espressione:

$$Z_i = Z_e R_{bc} / Z_L$$

la quale può essere spiegata nella seguente maniera.

Innanzitutto l'impedenza di emettitore Z_e risulta formata da R_e più la relativa induttanza in serie. A sua volta, l'impedenza del carico Z_L include il filtro passa-alto avente una componente prevalentemente capacitiva.

L'impedenza d'ingresso è stata resa *resistiva* mediante aggiunta di resistori in serie alla base di ciascun BLW60, mediante corrispondente modifica del trasformatore di ingresso e aggiunta di due reti RC in serie: una collegata ai capi del secondario del trasformatore d'ingresso e l'altra tra le basi dei transistori BLW60.

Cosa si è ottenuto?

Una caratteristica guadagno/frequenza sufficientemente piatta, un buon fattore di tensione di onda stazionaria di ingresso (v.s.w.r.) senza dover ricorrere ad un'ulteriore compensazione sul primario del trasformatore d'ingresso.

4 - REALIZZAZIONE PRATICA DELL'AMPLIFICATORE

In fig. 6 abbiamo riportato la versione finale del nostro amplificatore push-pull. Com'è prassi comune in questi casi, il circuito è stato realizzato su circuito stampato di resina epossidica rivestito con rame da entrambe le parti, tenendo presente che un lato del rivestimento rame serve da *piastra di base* di tutto il circuito (fig. 8). L'altro lato del rame e cioè quello dove si trovano i componenti è riportato in fig. 7; in fig. 9 si può vedere questo lato del rame con i componenti montati. I collegamenti tra i due fogli o lati del circuito stampato vengono fatti, come di consueto, me-

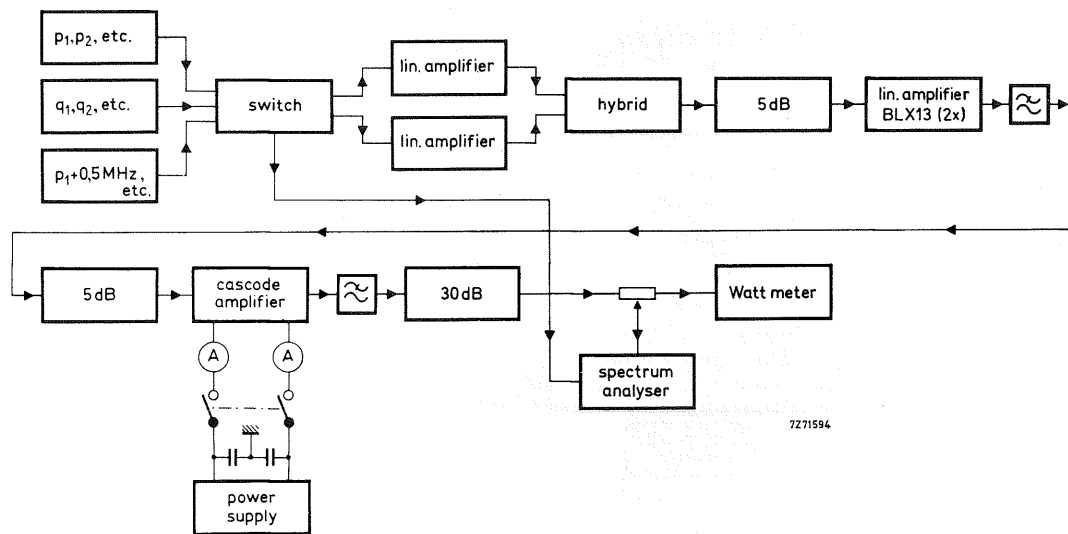


Fig. 12 - Disposizione degli strumenti per la misura a « due frequenze » della distorsione per intermodulazione dell'amplificatore.

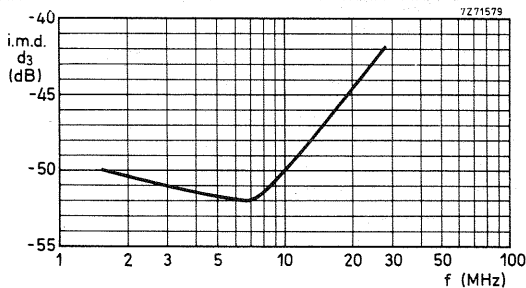


Fig. 13 - Livello più elevato della distorsione di intermodulazione di III ordine d_3 $d_{(2p-q)}$ oppure $d_{(2q-p)}$ calcolata per l'amplificatore push-pull da 50 W.

dante rivetti saldati di volta in volta nelle loro posizioni.

Tutti i transistori vengono raffreddati mediante circolazione di acqua; un buon contatto termico (bassa resistenza termica) si ottiene impiegando paste al silicene.

Le tensioni di polarizzazione delle basi (fig. 4) vengono ricavate da un circuito realizzato su una piastrina di circuito stampato separata. Il circuito in rame di questa piastrina è indicata in fig. 10, mentre la sezione con i componenti montati è riportata in fig. 11.

Entrambe le tensioni di polarizzazione di base debbono essere disaccoppiate agli effetti della r.f. La tensione di polarizzazione di 2 V viene disaccoppiata mediante 100 nF (fig. 6, C4); quella a 16,7 V mediante un filtro RC formato da 10 Ω con 2 \times 470 pF in parallelo (fig. 6, R9, C8).

I dati costruttivi dei trasformatori e del choke sono riportati nell'Appendice 1.

5 - MISURE E RISULTATI

Abbiamo effettuato misure sia sull'amplificatore single-ended da 20 W che sulla versione push-pull da 50 W. Le condizioni di misura nominali furono le seguenti:

- Tensione di alimentazione: 44 V;
- Impedenze della sorgente e del carico: 50 Ω ;
- Temperatura ambiente: 25 $^{\circ}$ C.

Tutte le misure vennero effettuate in condizioni di massima potenza di uscita di entrambi gli amplificatori.

TABELLA 1 - Distorsione per intermodulazione per la versione single-ended dell'amplificatore da 20 W

frequenza (MHz)	intermodulazione (— dB)			
	$d_{(3p-2q)}$	$d_{(2p-q)}$	$d_{(2q-p)}$	$d_{(3q-2p)}$
1,6	> 60	53	53	> 60
3,5	> 60	> 60	> 60	> 60
7	> 60	55	> 60	> 60
14	> 60	49	54	> 60
20	> 60	45	45	> 60
28	57	42	41	56

TABELLA 2 - Distorsione per intermodulazione per l'amplificatore push-pull da 50 W

frequenza (MHz)	intermodulazione (— dB)			
	$d_{(3p-2q)}$	$d_{(2p-q)}$	$d_{(2q-p)}$	$d_{(3q-2p)}$
1,6	> 60	50	50	> 60
3,5	> 60	51	52	> 60
7	> 60	52	53	> 60
14	> 60	47	47	> 60
20	> 60	45	45	> 60
28	55	42	42	55

TABELLA 3 - Potenza di pilotaggio, guadagno, v.s. w.r. d'ingresso, distorsione armonica per l'amplificatore single-ended da 20 W

frequenza (MHz)	P_{dr} (W)	guadagno (dB)	v.s.w.r.	distors. armonica (— dB)	
				IIa	IIIa
1,6	0,41	16,9	1,12	51	59
3,5	0,41	16,9	1,09	51	52
7	0,41	16,9	1,13	43	50
14	0,41	16,9	1,20	45	62
20	0,40	17,0	1,14	55	70
28	0,47	16,9	1,17	56	> 70

TABELLA 4 - Potenza di pilotaggio, guadagno, v.s. w.r. d'ingresso, distorsione armonica per l'amplificatore push-pull da 50 W

frequenza (MHz)	P_{dr} (W)	guadagno (dB)	v.s.w.r.	distors. armonica (— dB)	
				IIa	IIIa
1,6	0,79	18,0	1,08	49	55
3,5	0,78	18,1	1,08	50	51
7	0,77	18,1	1,13	51	43
14	0,82	17,9	1,05	58	57
20	0,74	18,3	1,12	52	60
28	0,77	18,1	1,24	54	64

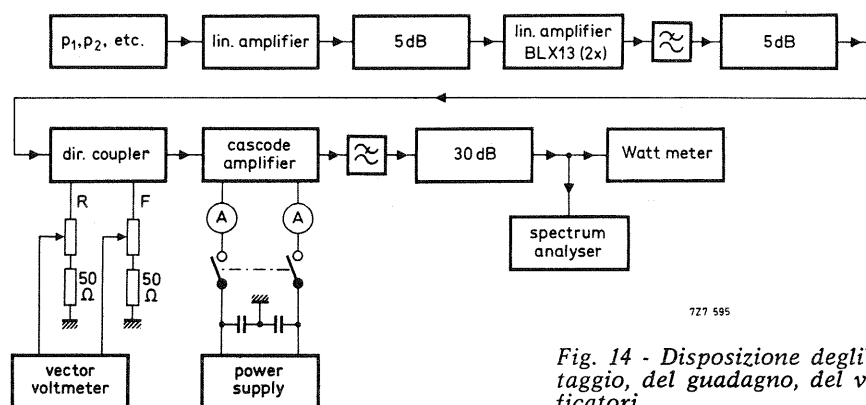


Fig. 14 - Disposizione degli strumenti per la misura della potenza di pilotaggio, del guadagno, del v.s.w.r. d'ingresso e della distorsione degli amplificatori.

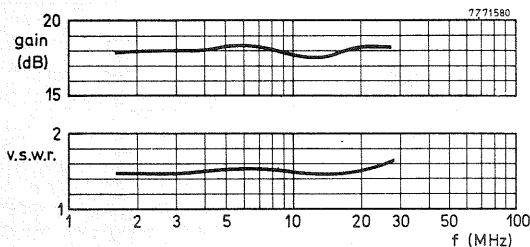


Fig. 15 - Guadagno e v.s.w.r. in funzione per l'amplificatore push-pull da 50 W.

5.1 - Distorsione per intermodulazione

La distorsione per intermodulazione venne misurata in funzione della frequenza impiegando il sistema a « due frequenze » riportato in fig. 12. I risultati, in termini di distorsione di terza e di quinta armonica tra i toni p e q , sono riportati rispettivamente nelle tabelle 1 e 2. Il livello peggiore di $d_{(2p-q)}$ oppure $d_{(2q-p)}$ è riportato per l'amplificatore push-pull in fig. 13.

5.2 - Guadagno v.s.w.r. e distorsione armonica

La potenza di pilotaggio, il guadagno, il v.s.w.r., il livello di armoniche vennero misurate impiegando una « singola » frequenza con il sistema di misura riportato in fig. 14. I risultati si possono vedere nelle tabelle 3 e 4. Il guadagno e il v.s.w.r. sono riportati in funzione della frequenza e si possono vedere nella fig. 15.

APPENDICE I

1 Elenco dei componenti per la realizzazione degli amplificatori.

Resistori

Tutti questi resistori hanno una tolleranza del 50% salvo diversamente specificato. I valori si riferiscono ad una temperatura ambiente di 70 °C.

R1	15 Ω /0,5 W, a film di carbone
R2, R3	2 \times 12 Ω /0,5 W, a film di carbone (in parallelo)
R4	12 Ω /0,5 W, a film di carbone
R5, R6	6 \times 3,3 Ω /1,15 W, a film di carbone (in parallelo)
R7, R8	2 \times 56 Ω /1,15 W, a film di carbone (in serie)
R9	10 Ω /0,5 W, a film di carbone
R10	15 Ω /2,5 W, a film di metallo
R11	100 Ω /4 W a filo avvolto
R12	2,2 k Ω /0,5 W, a film di carbone
R13	220 $\Omega \pm 20\%$ /0,05 W, trimmer a carbone
R14	1,8 k Ω /0,5 W, a film di carbone
R15	120 Ω /4 W, a filo avvolto
R16	3,3 k Ω /0,5 W, a film di carbone
R17	220 $\Omega \pm 20\%$ /0,05 W, trimmer potenziometrico
R18	220 Ω /0,5 W, a film di carbone

Condensatori

C1	150 pF $\pm 1\%$ 500 V, a film in polistirene
C2, C3	47 nF $\pm 10\%$ 250 V, a film in poliestere
C4	100 nF $\pm 10\%$ 250 V, a film in poliestere
C5	240 pF $\pm 1\%$ 500 V, a film in polistirene
C6, C7	100 nF $\pm 10\%$ 250 V, a film in poliestere
C8	2 \times 470 pF $\pm 1\%$ 500 V, a film in polistirene collegato in parallelo
C9, C10	150 pF $\pm 1\%$ 500 V, a film in polistirene
C11, C12	100 nF $\pm 10\%$ 250 V, a film in poliestere
C13, C14	2 \times 10 nF $\pm 10\%$ 250 V, a film in poliestere collegati in parallelo

C15	4,7 μ F 16 V, elettrolitico alluminio
C16	150 pF $\pm 1\%$ 500 V, a film in polistirene con in parallelo due ceramici da 12 pF
C17	180 pF $\pm 1\%$ 500 V a film in polistirene con in parallelo un ceramico da 8,2 pF
C18	100 pF $\pm 1\%$ 500 V, a film in polistirene

Bobine

L1	40 nH (3 spire, filo di rame smaltato da 0,6 mm; \varnothing interno 4,3 mm, lunghezza 1,8 mm)
L2	250 nH (5 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing interno 11 mm; lunghezza 10 mm, avvolto su tubo carta resinata)
L3	472 nH (7 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing interno 12 mm; lunghezza 12 mm, avvolto su tubo di carta resinata)
L4	406 nH (7 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing interno 11 mm; lunghezza 13 mm, avvolto su tubo di carta resinata)

FXC, FXC2, FXC3, FXC4 Bobine a larga banda r.f. Philips tipo 4312 020 36640.

La costruzione del filtro Chebyshev impiegante L2, L3 e L4 è riportata in fig. 16. Il filtro è contenuto in una scatola realizzata in circuito stampato rivestito di rame da una sola parte, diviso internamente da 3 compartimenti mediante schermi di circuito stampato con rame da entrambe le parti saldate « in loco » (vedi fig 16). Il massimo v.s.w.r. di ingresso è 1,22 e la perdita di potenza a 28 MHz è 3,7%.

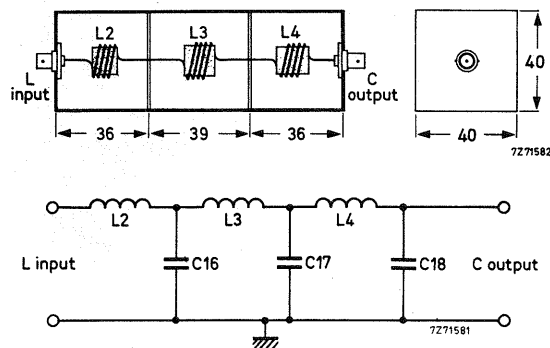


Fig. 16 - Schema elettrico e realizzazione pratica del filtro Chebyshev.

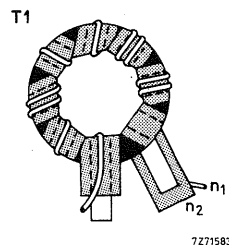


Fig. 17 - Realizzazione pratica di T1.

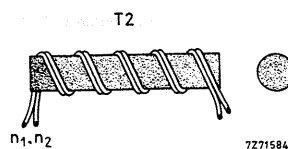


Fig. 18 - Realizzazione pratica di T2.

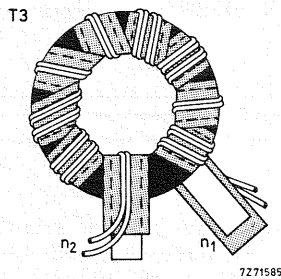


Fig. 19 - Realizzazione pratica di T3.

Semiconduttori

TR1, TR2 BLW60
 TR3, TR4 585BLY (vedi Appendice 2)
 TR5, TR6 BD135
 D1 BZX79C15
 D2, D3 BY206

Trasformatori

T1 Nucleo: toroide in ferroxcube 4C6, \varnothing esterno 14 mm, \varnothing interno 9 mm, spessore 5 mm. Per gli avvolgimenti (vedi fig. 17): n1 20 spire di filo di rame smaltato da 0,6 mm; n2 4 spire rame/foglio laminato p.t.f.e.: larghezza p.t.f.e. = 4 mm spessore 0,1 mm; larghezza rame 2 mm; spessore 0,075 mm.

T2 Nucleo: barretta ferroxcube 4A10, diametro 10 mm; lunghezza 50 mm. Avvolgimenti (vedi fig. 18): n1 e n2 6 spire di filo di rame smaltato da 1,1 mm avvolti in bifilare.
 T3 Nucleo: toroide in ferroxcube 4C6, diametro esterno 23 mm; diametro interno 14 mm; spessore 7 mm. Per gli avvolgimenti (vedi fig. 19): n1 10 spire p.t.f.e./laminato foglio rame: larghezza del rame 4 mm, spessore 0,075 mm; parte esterna p.t.f.e.: n2 16 spire di rame smaltato da $2 \times 0,6$ mm avvolte in bifilare.

APPENDICE II

Dati riassuntivi del 585 BLY

NPN	planare epitassiale
Contenitore	SOT-55
V_{cc}	28 V
f	144 MHz
P_s	< 25 W
P_L	100 W
I_c	< 5,1 A
G_p	> 6 dB
η	> 70 %
Z_i	$(0,65 + j 1,15) \Omega$
Y_t	$(240 - j 26) \Omega$
T_{amb}	25 °C

Riferimenti

Electronic Application bulletin N 34—2: A Low distortion 50 W h.f. amplifier for s.s.b. using transistors;

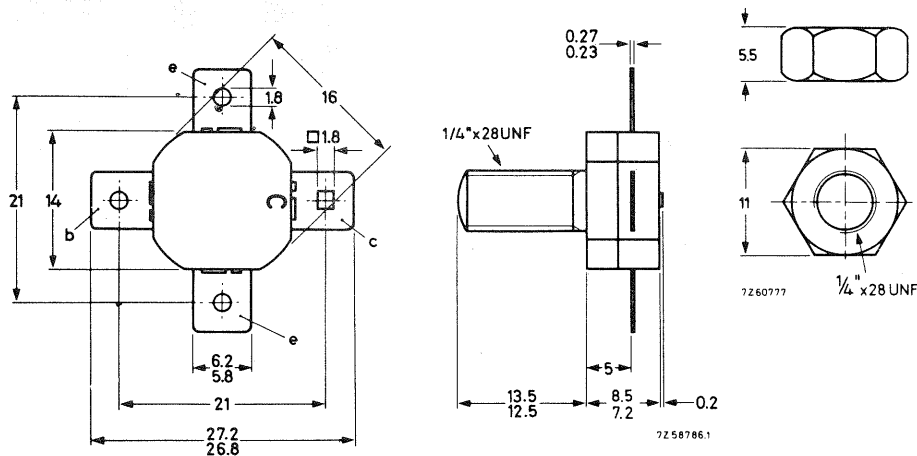


Fig. 20 - Dimensioni d'ingombro e terminali del 585 BLY.