

UN AMPLIFICATORE E FILTRO PASSA BANDA

A 30 MHz

PER IL RADIOTELESCOPIO 'CROCE DEL NORD'

G. Grueff e R. Trebbi

Marzo, 1976

LRA 11/76

Riassunto

Viene descritta la progettazione e la realizzazione di un nuovo amplificatore e filtro passa-banda a 30 MHz, da usarsi nelle catene di amplificazione a Media Frequenza del Radiotelescopio "Croce del Nord".

Indice

Introduzione	1
Il filtro passa-banda.....	3
L'amplificatore.....	10
Risultati ottenuti.....	13
Appendice I	16
Appendice II.....	18
Bibliografia	20

I - Introduzione

La gamma di frequenze assegnata alla radioastronomia attorno alla frequenza di 408 MHz è di appena 4 MHz, da 406 a 410. Al di fuori di tale ristretta banda operano impianti di trasmissione, prevalentemente militari, che negli ultimi anni sono molto aumentati di numero e di potenza. Si è posto quindi il problema di riprogettare gli amplificatori e filtri a frequenza intermedia del Radiotelescopio "Croce del Nord", al fine di evitare interferenze che sarebbero diventate problematiche in caso di ulteriore aumento di numero e potenza degli impianti di trasmissione al di fuori della gamma radioastronomica. La selettività dell'apparato ricevente del radiotelescopio è realizzata in varie fasi; a parte la grande direttività delle antenne (1, 2, 3) una prima selettività in frequenza è ottenuta nello stadio preamplificatore R.F. a 408 MHz; in seguito il segnale è convertito alla frequenza di 30MHz, amplificato da un preamplificatore selettivo I.F. ed inviato alla cabina centrale mediante cavi coassiali sotterranei. A questo punto il segnale, oltre a venire amplificato di parecchie decine di dB, deve venire opportunamente filtrato in modo da escludere il più possibile ogni interferenza da segnali provenienti dal di fuori della banda 406-410 MHz, che è ovviamente traslata in 28-32 MHz.

Le richieste al sistema filtrante venivano definite, in modo in parte arbitrario, come segue:

- a) - L'attenuazione minima al di fuori della banda 28-32 MHz doveva essere superiore a 40 dB, tenuto conto del fatto che ulteriore attenuazione sarebbe stata fornita da altri elementi (preamplificatore R.F., preamplificatore I.F.)
- b) - L'attenuazione differenziale ("ripple") nella banda 29-31 MHz non doveva superare 0.2 dB.
- c) - Il filtro doveva essere stabile, poco critico e di facile taratura, in considerazione del fatto che ne sarebbero stati necessari molti esemplari, e che le loro caratteristiche dove=

vano essere esattamente riproducibili.

Le specifiche richieste per l'amplificatore erano invece le seguenti:

- a) - Livello di uscita dell'ordine di 0 dBm, con linearità migliore di 0.1 dB fino a livelli dell'ordine di +10 dBm per segnali randomici. Assumendo una temperatura di rumore del sistema di circa 200 °K e una banda passante di 2 MHz risultava necessaria una amplificazione complessiva

$$G = W_o/kTB \simeq 10^{12}$$

con $W_o = 10^{-3}$ Watts, $T = 200$ °K, $B = 2 \times 10^6$ Hz, $k =$ costante di Boltzmann, 1.3×10^{-23} . Considerato che un'amplificazione di circa 60 dB era già realizzata dal preamplificatore R.F. e I.F. esterno, era necessaria un'ulteriore amplificazione di 80 dB.

- b) - Tale guadagno doveva essere stabile al variare della temperatura; eventuali variazioni dovevano essere contenute entro limiti assai bassi, dell'ordine di 0.1 % per °C (assumendo come temperatura di lavoro 23 °C).
- c) - La stabilità a breve termine del guadagno doveva essere dell'ordine di 0.01 % o migliore, assumendo tensioni di alimentazione opportunamente stabilizzate.

II - Il filtro passa-banda

Per la progettazione del filtro passa-banda ci siamo serviti del testo "Handbook of Filter Synthesis", di A.I. Zverev (4) che d'ora in avanti riferiremo come "il Testo".

Un primo parametro orientativo nella scelta della tecnologia più opportuna è la banda passante relativa, che nel nostro caso vale $2/30 \simeq 7\%$. La fig. 1 (tratta dal Testo, pag. 20) mostra come le tecnologie consigliabili siano due, risuonatori LC e risuonatori elicoidali

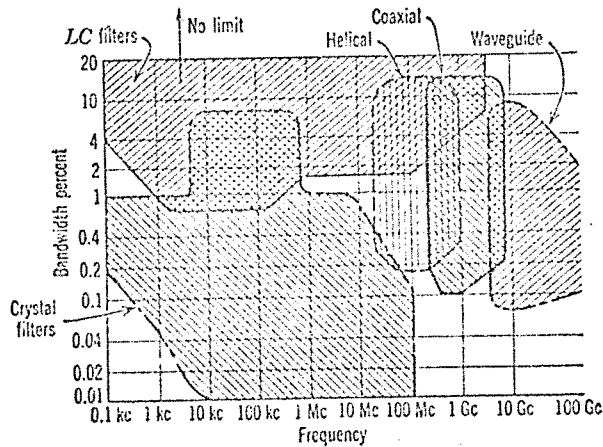


Figura 1

La costruzione di un prototipo con risuonatori LC si è dimostrata piuttosto semplice, ed i risultati così incoraggianti da farci decidere per questa tecnologia, tanto più che il Testo citato offre anche una estesissima tabulazione numerica di filtri LC.

Il requisito più stringente per il nostro filtro è stata considerata la ripidità dei fianchi, ossia il raggiungimento di una elevata reiezione nell'immediata vicinanza della banda radioastronomica, poiché altri elementi del radiotelescopio provvedono ad una adeguata attenuazione per frequenze più lontane. Di conseguenza la scelta è

caduta su un filtro di tipo Cauer-Chebyshev. La fig. 2 mostra un nomogramma utile per decidere l'ordine del filtro, vale a dire il numero di elementi reattivi da usare per il prototipo passa-basso (che verrà poi trasformato in passa banda).

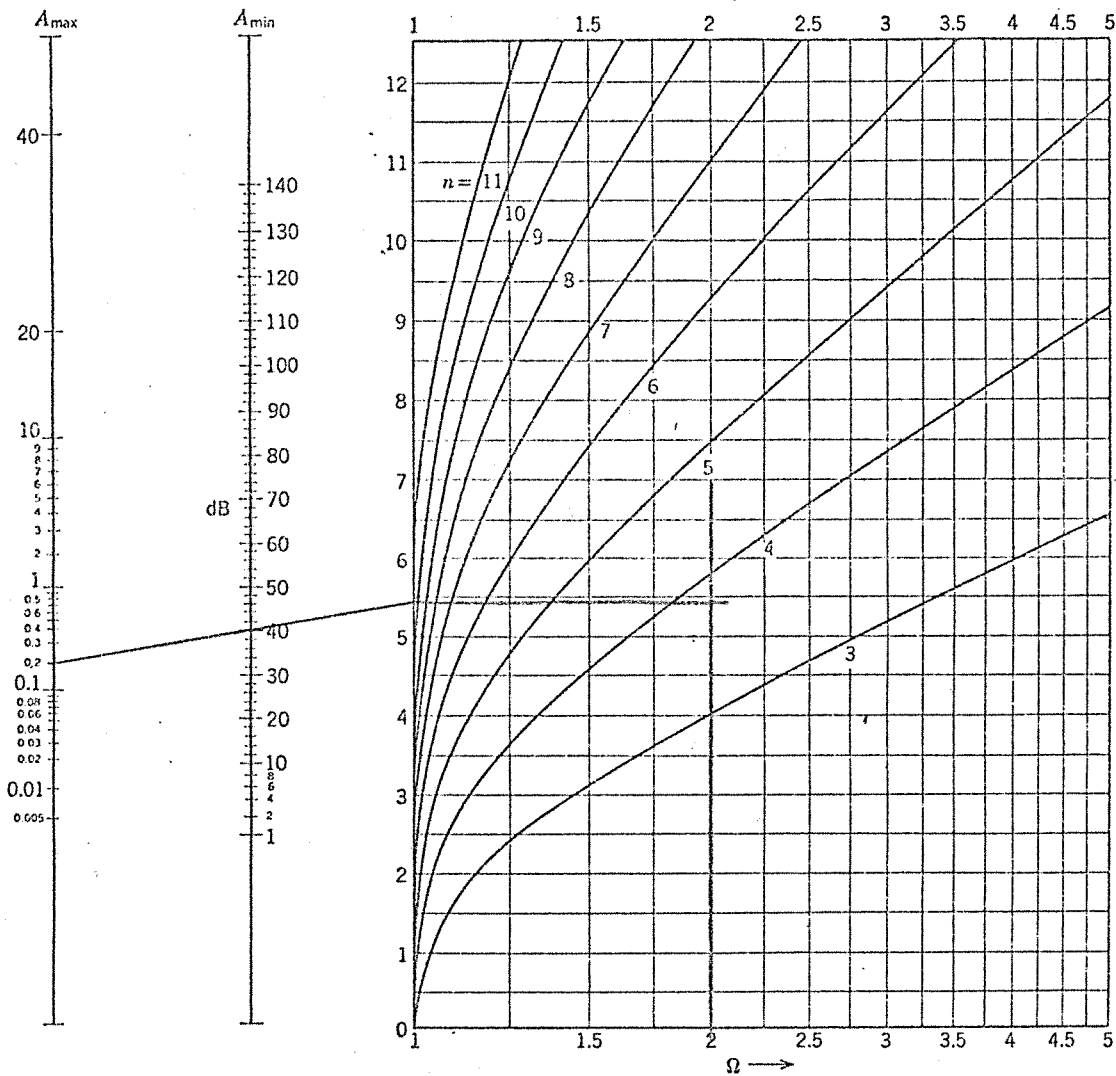


Figura 2

Si unisce con una retta il valore del massimo "ripple" concesso nella banda (A_{max} , 0.2 dB) con la minima attenuazione desiderata fuori banda (A_{min} , 40 dB) e si prolunga la retta fino ad incontrare

l'ordinata del grafico; di lì, la si prolunga orizzontalmente. Si calcola poi la frequenza di taglio Ω_s normalizzata passa-basso: si procede così:

$$\Omega_s = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \cdot \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2}}{\omega_1 - \omega_2}$$

Nel nostro caso si ha: $\omega_1 = 31$ MHz; $\omega_2 = 29$ MHz; $\omega = 32$ MHz; $\omega_0 = 30$ MHz, per cui $\Omega_s = 1.94$.

Ritornando alla fig. 2, l'intersezione della retta $\Omega = 2$ con l'orizzontale previamente tracciata (punto P) cade fra la curva $n = 3$ e la curva $n = 4$, per cui l'ordine minimo del filtro che garantisce le prestazioni richieste è 4. Per confronto, se si usasse un filtro tipo Butterworth, per ottenere le stesse prestazioni occorrerebbe ricorrere a un filtro del nono ordine, che risulterebbe notevolmente più critico e difficile da mettere a punto.

Tuttavia, anche il filtro di ordine 4 è stato ritenuto troppo delicato da realizzare, poiché lo schema del passa-banda sarebbe risultato il seguente

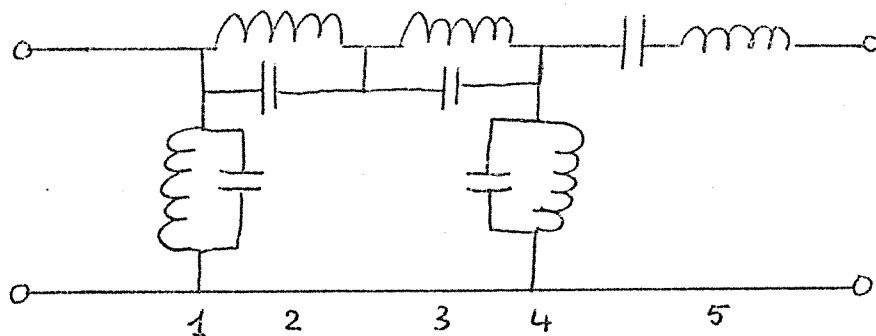


Figura 3

e il risuonatore 5 sarebbe stato molto critico, per il fatto che il valore della capacità risultava molto piccolo e quello dell'induttanza molto elevato, per cui sarebbe stato molto difficile tenere conto della capacità distribuita dell'induttanza.

Si è preferito rinunciare ad ottenere le specifiche richieste con una sola cella, e si è optato per due celle in serie, anche considerando che non sarebbe stato opportuno ottenere la necessaria ampli-

ficazione di 80 dB in un solo stadio di amplificazione.

Spezzando in due stadi il filtro, le specifiche diventano $A_{min}=0.1$ dB
 $A_{max}=20$ dB, da cui si deduce, con l'aiuto di fig. 2, $n = 3$.

La tabulazione dei filtri normalizzati nel Testo è fatta in funzione di n e del coefficiente di riflessione massimo nella banda, ρ .

$A_{max} = 0.1$ dB corrisponde a $\rho = 15\%$ (vedi tavola 5.2, pag. 143 del Testo). A pag. 176 è stato scelto il modello passa-basso denominato C C 3,15,30,1. Il significato della denominazione è il seguente:

C C - Cauer - Chebishev

n - ordine del filtro

ρ - coeff. di riflessione max. in banda

ϑ - angolo modulare ($\vartheta = \sin^{-1}(\Omega_s^{-1})$, $\Omega_s = 2$)

k^2 - rapporto fra impedenza di uscita e imp. di ingresso

Il catalogo fornisce i valori normalizzati delle induttanze e delle capacità da usare nel prototipo passa-basso, il cui schema è il seguente:

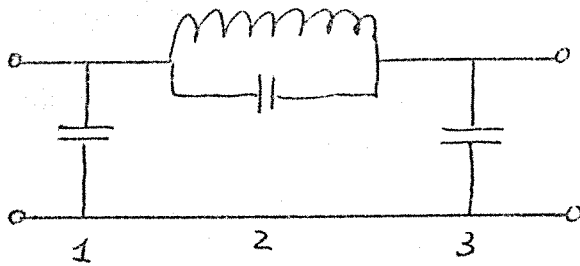


Figura 4

I valori normalizzati per il filtro da noi scelto sono i seguenti:

$$C_1^* = 0.8926$$

$$C_2^* = 0.2071$$

$$C_3^* = 0.8926$$

$$L_2^* = 0.9369$$

Lo schema modificato per il passa-banda è il seguente:

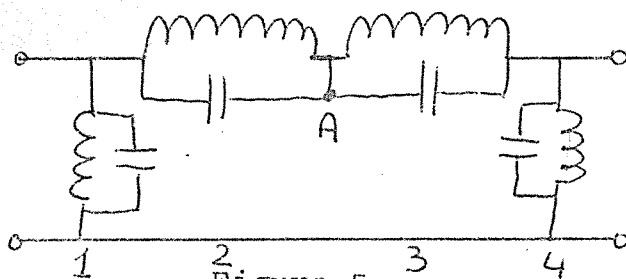


Figura 5

Applicando le formule a pag. 157 del Testo si passa dai valori normalizzati passa-basso forniti dal catalogo ai valori reali.

Cosiderando che la cella filtrante sarebbe stata preceduta e seguita da circuiti attivi, e per evitare di ottenere valori troppo bassi e di difficile realizzazione per le induttanze, si è deciso di calcolare il filtro per una impedenza abbastanza elevata, di 500Ω .

Con questa scelta di $R_r = 500 \Omega$ si ottiene:

$$C_1 = C_4 = 142 \text{ pF}$$

$$C_2 = 61 \text{ pF}$$

$$C_3 = 71 \text{ pF}$$

$$L_1 = L_4 = 0.198 \mu\text{H} \quad 4 \text{ spire } \phi \ 8 \text{ mm}$$

$$L_2 = 0.397 \mu\text{H} \quad 7 \text{ spire } \phi \ \text{rame smaltato } \phi \ 1.0 \text{ mm}$$

$$L_3 = 0.462 \mu\text{H} \quad 8 \text{ spire } \phi \ \text{''}$$

Tavola 1

Le costanti da inserire nelle formule di pag. 157 del Testo sono, nel nostro caso:

$$f_r = 30 \text{ MHz}; \quad f_1 = 31 \text{ MHz}; \quad f_2 = 29 \text{ MHz};$$

$$a = f_1 \times f_2 / (f_1 - f_2) = 14.99$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = 188.49 \times 10^6 \text{ rad/sec}$$

Apriamo a questo punto una breve parentesi: il Testo suggerisce che, nella realizzazione di un tale filtro, si possano incontrare delle difficoltà se la capacità tra il punto A (fig.5) e massa è eccessiva, e che in questo caso è possibile modificare il circuito ed i valori dei componenti, in modo da tener conto di questa capacità (vedi pag. 159- 160). Abbiamo perciò costruito un filtro con parametri modificati, e con l'aggiunta di un condensatore di 1.5 pF tra il punto A e massa, ma non abbiamo ottenuto risultati sostanzialmente diversi

da quelli del filtro simmetrico. Inoltre, il filtro modificato richiedeva $L_1 \neq L_4$ e $C_1 \neq C_4$, il che era considerato poco conveniente dal punto di vista della costruzione in serie. Siamo così ritornati al filtro nella sua versione più semplice. La Tavola 1 dà anche istruzioni per la realizzazione delle induttanze, e la fig.6 mostra una fotografia, in scala approssimativamente 1:1, delle induttanze realizzate. Per i condensatori si sono usati valori fissi accurati al 2 %, mentre le induttanze sono tarabili mediante un piccolo nucleo in ferrite, e la regolazione possibile ammonta a circa ± 10 % del valore nominale. In pratica ciò si è dimostrato ampiamente sufficiente per una corretta taratura del filtro. Tuttavia, si è reso necessario un ulteriore punto di taratura, come vedremo nel prossimo paragrafo.

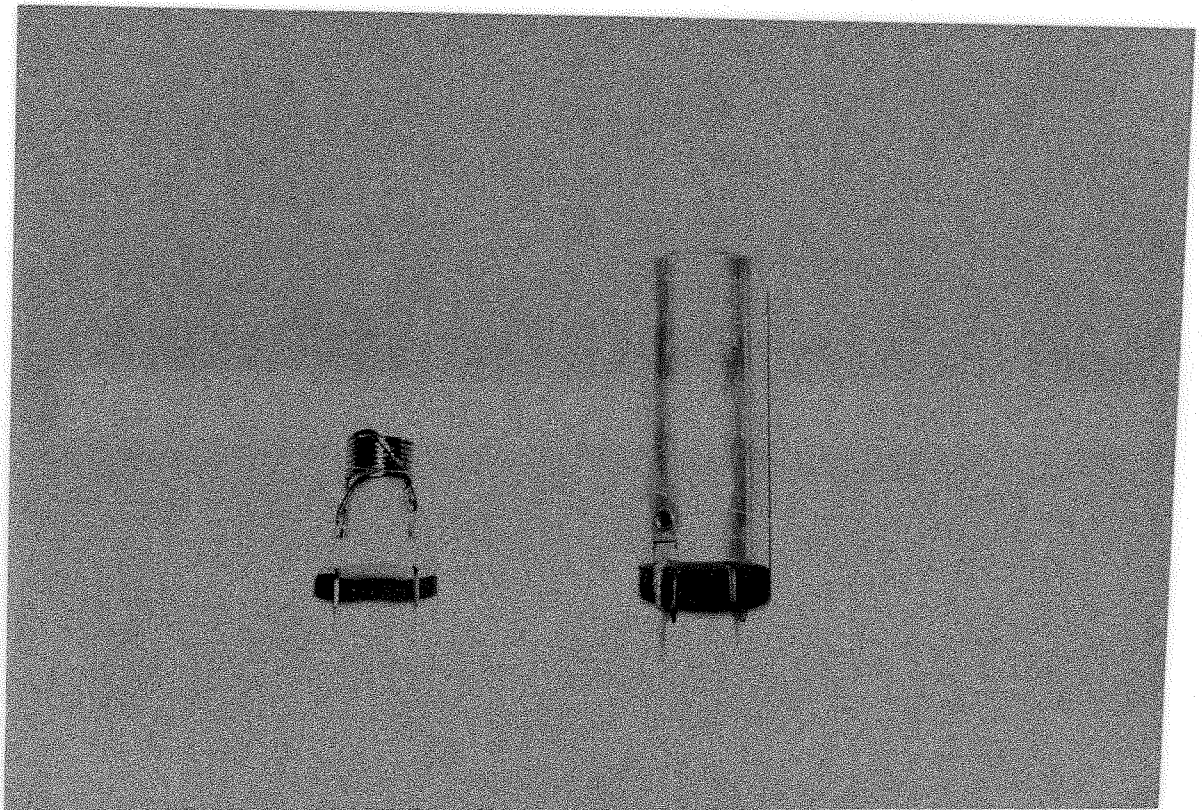
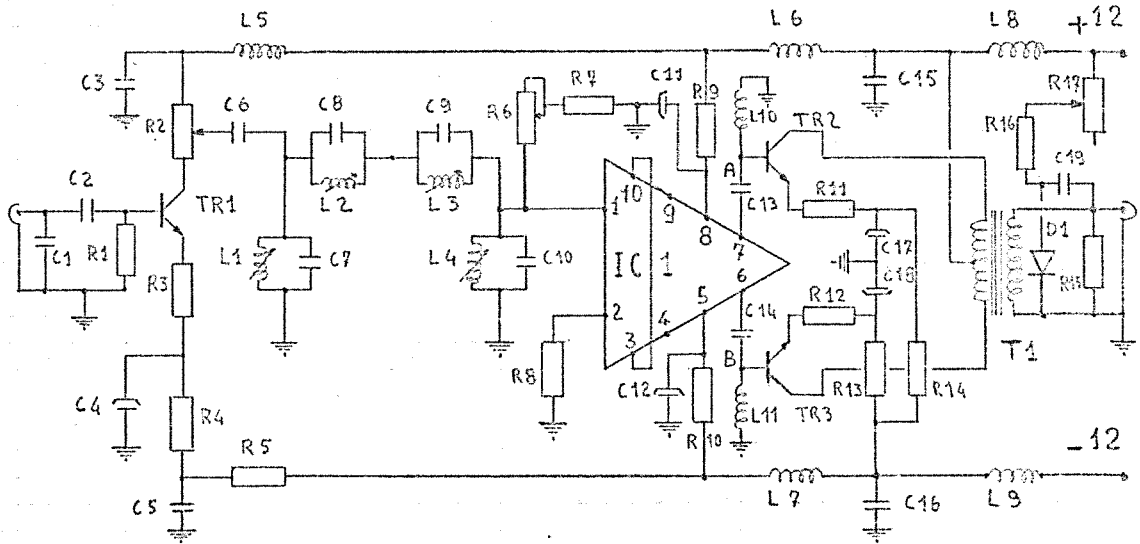
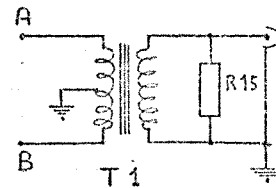


Fig. 7 c7b



Versione senza stadio di potenza →



Elenco componenti

R1	53 Ω 1%	C1	6,8 pF
R2	1 KΩ Trimmer	C2,3,5,13,14,15,16,18	10 KpF
R3	10 Ω 1%	C4,11,12,17,18	1 μel.
R4	500 Ω N.T.C.	C6	22 pF
R5	1,5 KΩ 1%	C7,10	160 pF 2%
R6	50 Ω Trimmer	C8	60 pF 2%
R7	350 Ω 1%	C9	72 pF 2%
R8	375 Ω 1%	L1,4	4 Spire su supp. Ø8 0,138 μH
R9,R10	365 Ω 1%	L2	7 " " " " 0,394 μH
R11,R12	115 Ω 1%	L3	8 " " " " 0,462 μH
R13,R14	845 Ω 1%	L5,6,7,8,9,10,11	100 μH
R15	180 Ω 1%	T1	2x3,5:1 Spire filo lit. in 2
R16	56 KΩ 1%		nuclei > tubetto φ4x2x12 mm
R17	250 KΩ Pot. Lin.	TR1,2,3	2N 918
		IC1	μA 733

III - L'Amplificatore

L'elemento base del nostro amplificatore è un circuito integrato, il μ A 733 prodotto dalla Fairchild, avente le seguenti caratteristiche

- Banda passante da 0 a 100 MHz;
- Guadagno in potenza da 20 a 55 dB
- Elevata stabilità termica
- Elevata impedenza di ingresso ($> 3 \text{ K}\Omega$)
- Bassa impedenza di uscita (20Ω)
- Potenza massima di uscita sinusoidale circa 1 mW
- Ingresso e uscita simmetrici

Sono stati realizzati due tipi di amplificatori con filtro: il primo, che chiameremo il preamplificatore, con potenza di uscita di 1 mW; il secondo, che chiameremo amplificatore di potenza, dotato di uno stadio finale capace di fornire una potenza sinusoidale di oltre 50 mW con una compressione inferiore a 0.2 dB, ed una potenza di 10 mW con compressione inferiore a 0.1 dB per segnali randomici. La fig. 7 a e 7 b mostra lo schema delle due versioni di amplificatore, completo di cella filtrante. Come tensione di alimentazione si è usato il valore $\pm 12 \text{ V}$, trattandosi di uno standard ampiamente usato nel Radiotelescopio. La Tavola 2 lista tutti i componenti con il loro valore. Tutte le resistenze sono ad alta stabilità, ed i valori sono accurati all'1%. Lo stadio di potenza è simmetrico, e sfrutta per il pilotaggio l'uscita simmetrica del μ A733. Ciò permette di realizzare la potenza di uscita e la linearità richieste, pur con un assorbimento di corrente relativamente modesto, circa 22 mA per lo stadio finale. L'assorbimento totale è circa 47 mA per l'amplificatore di potenza, e 25 mA per il preamplificatore. In entrambe le versioni, un transistor 2N918 funge da adattatore di impedenza tra l'ingresso (50Ω) e la cella filtrante (500Ω) e fornisce inoltre una certa amplificazione del segnale, utile per migliorare la figura di rumore, in quanto quella del μ A733 è piuttosto

tosto elevata, dell'ordine di 20 dB. La figura di rumore complessiva risulta così di circa 12 dB.

Il trimmer sul collettore del transistor di ingresso, e quello sull'ingresso del μ A733, servono a caricare la cella filtrante sulla giusta impedenza. Uno degli elementi la cui messa a punto è risultata delicata è il trasformatore di uscita. Esso è stato realizzato usando dei nuclei in ferrite, di natura e fabbricazione sconosciuta, che ci sono stati gentilmente forniti dalla ditta TEK0 di Bologna. Abbiamo provato anche altri tipi di ferrite, prodotti dalla Philips e dalla Siemens, ottenendo risultati buoni per ogni riguardo eccettuata la larghezza di banda, che risultava alquanto stretta, al punto da richiedere un trimmer capacitivo di accordo, cosa che si è ritenuto di dover evitare. Il trasformatore è stato eseguito come segue: primario: 7 spire con presa centrale; secondario: 1 spira, il tutto realizzato con filo speciale a molti capi per R.F.

L'uso di questo filo è molto importante per realizzare una banda piatta tra 10 e 50 MHz.

Un altro elemento critico è il condensatore di accoppiamento tra il primo transistor 2N918 e il filtro. Il valore di 22 pF non è critico, ma è risultato necessario un valore tra 10 e 30 pF al fine di mostrare al filtro una impedenza reale. Inoltre, è estremamente importante l'uso di un condensatore con costante nulla di variazione termica (NPO) o leggermente positiva (P100 o simile) al fine di non compromettere la stabilità di guadagno dell'amplificatore.

Un terzo elemento critico è la resistenza NTC inserita nel circuito di emettitore del primo transistor. Essa ha lo scopo di compensare la variazione di guadagno con la temperatura dell'intero circuito.

A tale scopo si è proceduto come segue: abbiamo misurato la variazione percentuale di guadagno prima della compensazione, ottenendo un valore di -0.4 % per°C (nel senso che il guadagno diminuisce all'aumentare della temperatura). Abbiamo poi misurato la variazione di guadagno prodotta da una variazione della resistenza di emettitore

del primo transistor, ottenendo il valore -0.024 % per ohm.

Il valore della resistenza NTC è stato quindi calcolato sulla base del fatto che la variazione di resistenza doveva essere dell'ordine di $0.4/0.024 = 17$ ohm per °C, attorno alla temperatura di 23 °C (temperatura di termostatazione della stanza del Ricevitore del radio-telescopio).

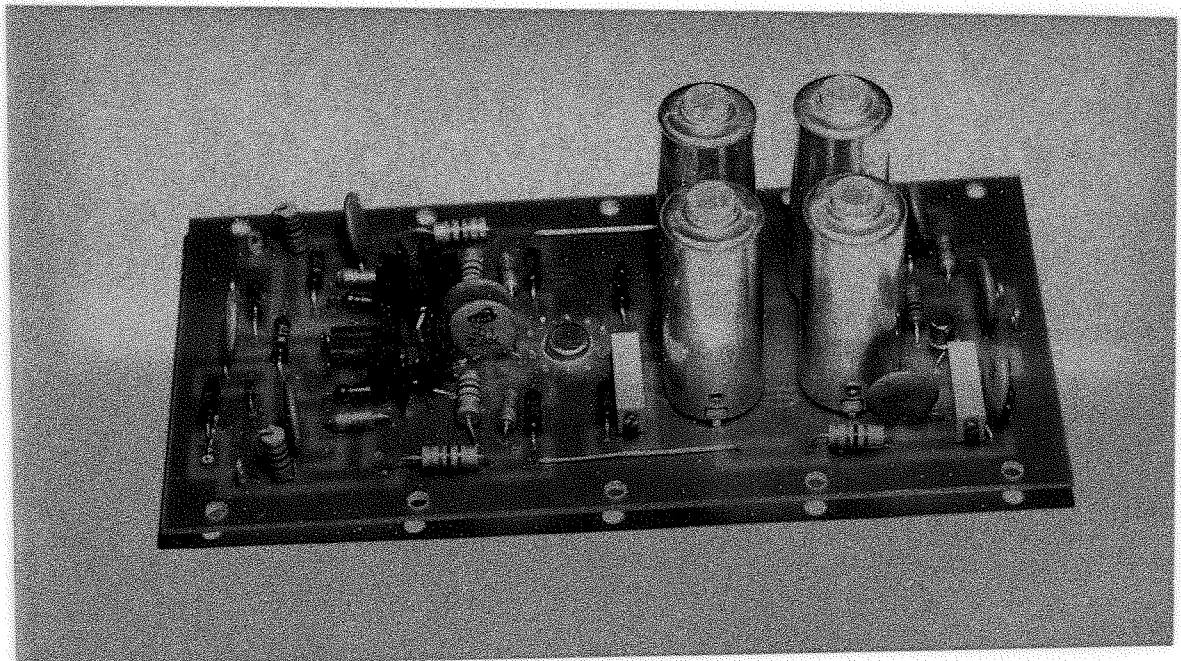
Un requisito necessario alla catena di amplificazione I.F. è la possibilità di aggiustare il guadagno in modo continuo, di circa 0.5 - 1 dB. Ciò è stato ottenuto nell'amplificatore di potenza, mediante il diodo PIN (D1 in fig 7b) la cui resistenza R.F. è variata controllando la corrente D.C. mediante il potenziometro R17.

Tale dispositivo manca nel preamplificatore.

Infine, notiamo come in alcuni casi si siano osservate oscillazioni del 2N918 di ingresso, alla frequenza di circa 900 MHz.

L'introduzione del piccolo condensatore C_1 (fig. 7) fra base e massa ha completamente eliminato il problema.

Amplificatore e filtro sono stati realizzati su un circuito stampato; (vedi fig. 8) e la fig. 9 mostra una fotografia in scala approssimata 1:2 dell'amplificatore di potenza. Lo stesso circuito stampato, con minime modifiche, è servito per entrambe le versioni dell'amplificatore. Il guadagno complessivo è risultato compreso tra 48 e 50 dB per lo stadio di potenza, e tra 32 e 34 dB per il preamplificatore.



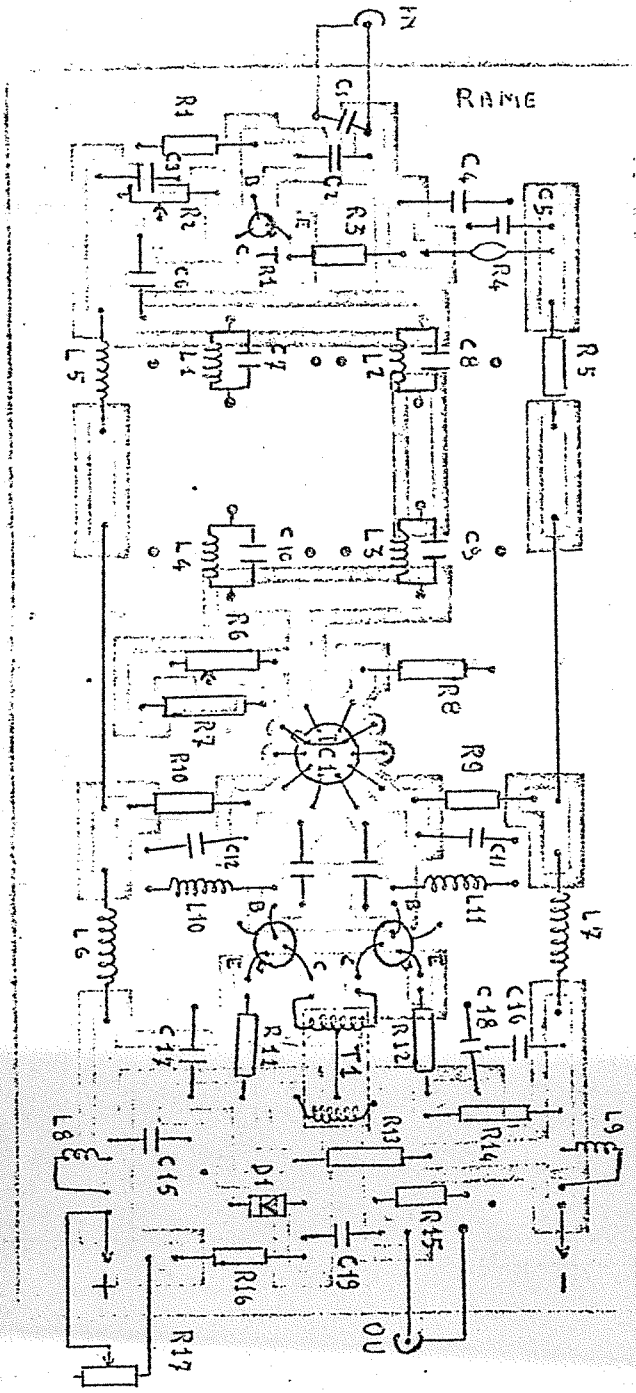


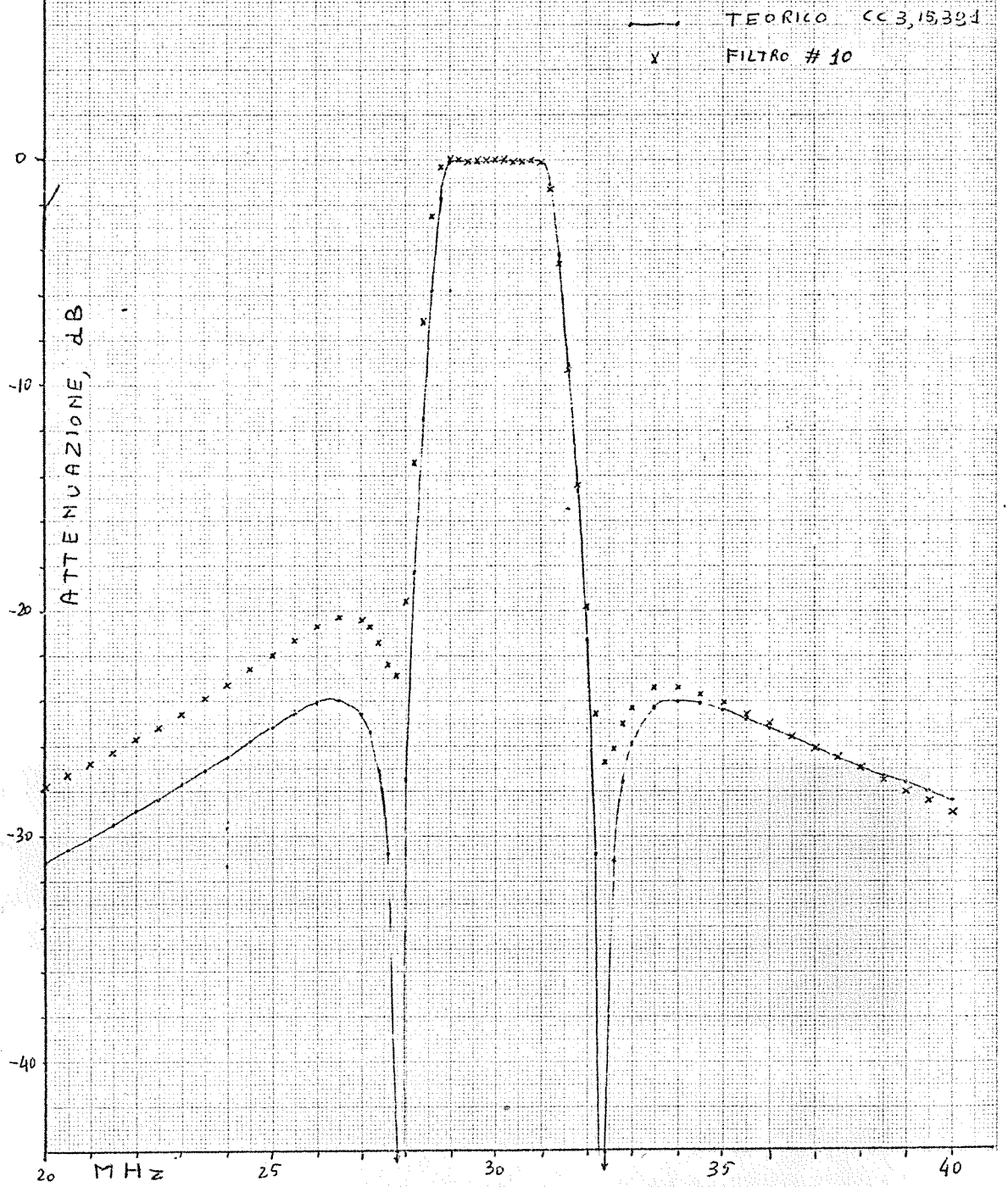
FIG. 8

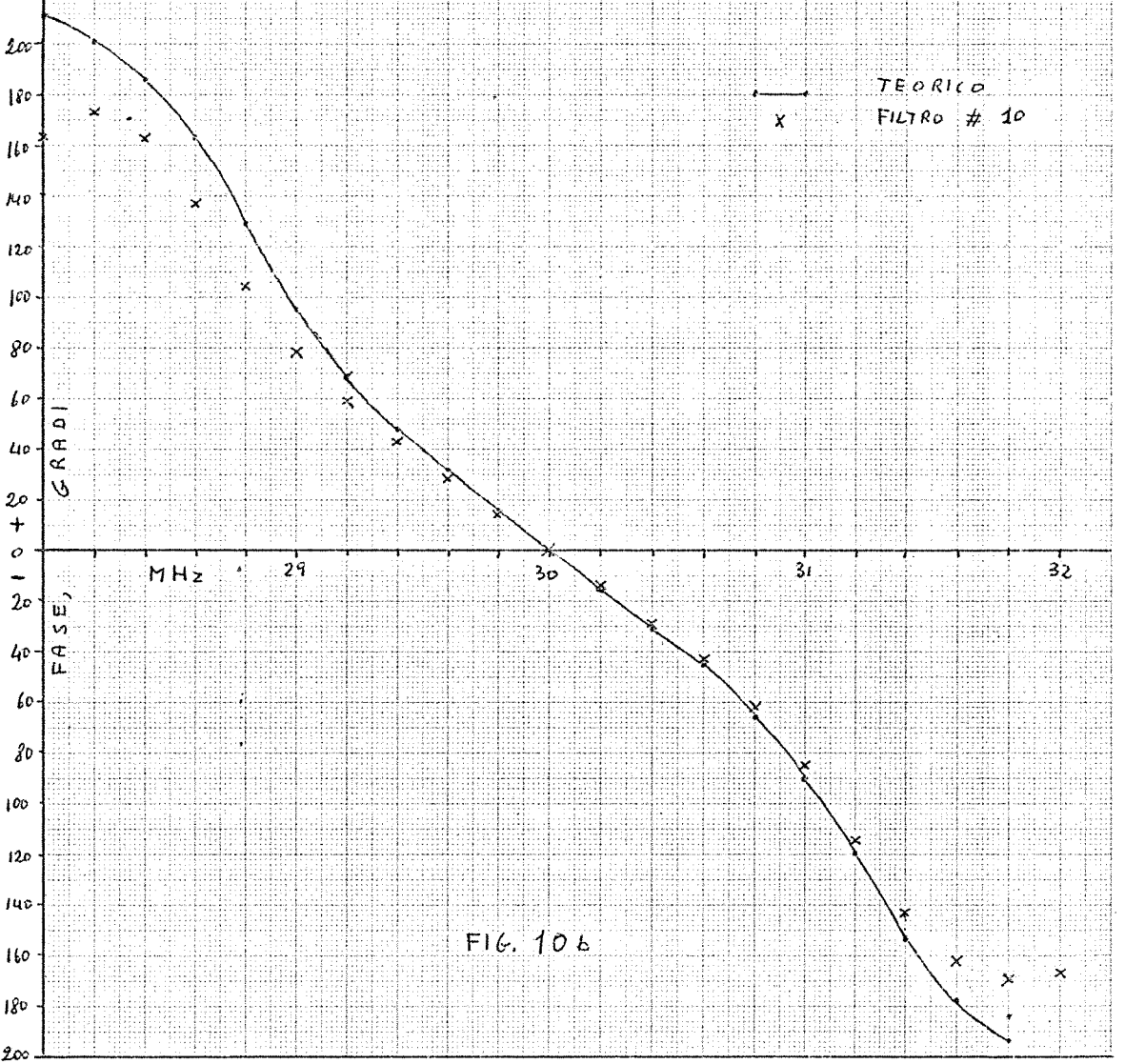
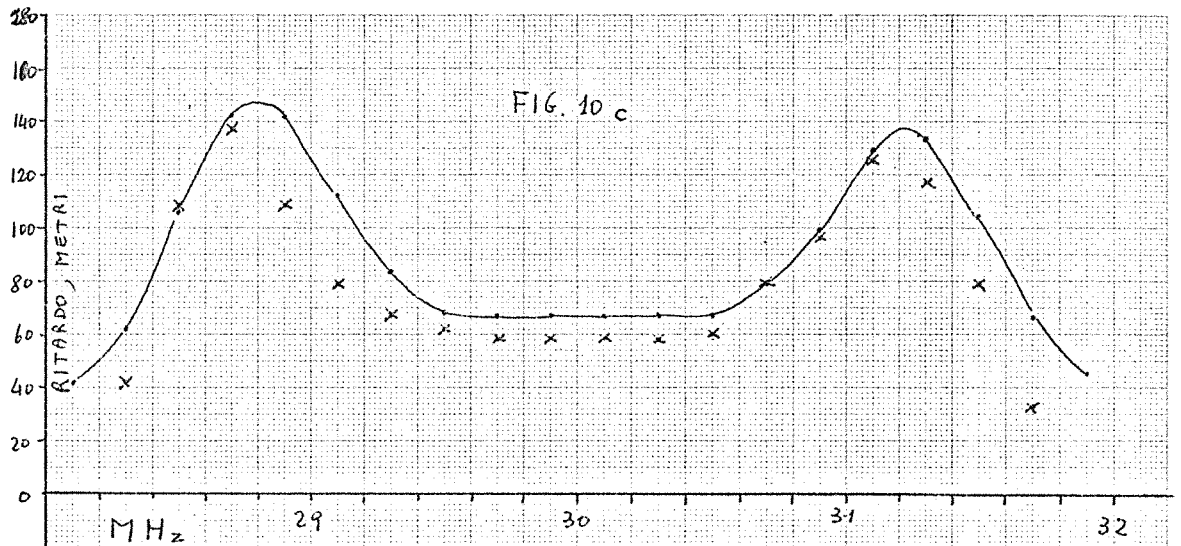
IV - Risultati ottenuti

Le figure 10 a, b, c, mostrano rispettivamente l'andamento della attenuazione, della fase e del ritardo di gruppo del filtro teorico (tratto pieno) assieme agli stessi valori misurati su un tipico esemplare di amplificatore (N° 10). I valori per il filtro teorico si ottengono tramite i parametri $\sigma_0, \sigma_1, \omega_1, \omega_2$, forniti dal catalogo dei filtri normalizzati passa-basso. Tali parametri sono le coordinate normalizzate, nel piano delle frequenze complesse (σ, ω), degli zeri e dei poli della funzione razionale che descrive l'attenuazione complessa del filtro (vedi il Testo, pag. 142 e 149). Come si vede, le principali caratteristiche del filtro teorico sono approssimate in modo eccellente dalla realizzazione pratica. La principale differenza consiste nell'attenuazione minima raggiunta al di sotto dei 28 MHz; essa è di soli 20 dB contro i 24 dB del filtro teorico. La ragione di questo fatto non è risultata chiara, in quanto la cella filtrante, provata da sola (cioè senza elementi attivi) era risultata in ottimo accordo con la teoria. Probabilmente l'asimmetria è provocata da capacità parassite del circuito stampato, o dal fatto che l'impedenza d'ingresso del $\mu A733$ non è interamente reale. Si può notare come l'asimmetria dell'attenuazione trovi riscontro anche in una discrepanza nel ritardo, sul fianco sinistro del filtro (fig. 10 c).

La fig. 11 a, b, dà un'idea di quale sia la dispersione nei valori dell'attenuazione e della fase tra i vari esemplari del filtro. Essa mostra, rispettivamente, la differenza tra l'attenuazione di un esemplare (tipo con stadio di potenza) e quella dell'esemplare graficato in fig. 10, e la stessa differenza fra le fasi, e ciò per tre filtri scelti a caso nella serie realizzata. Si può notare come le differenze tra un filtro e l'altro siano assai piccole. Le differenze maggiori, per quanto riguarda l'attenuazione, si hanno sui fianchi del filtro, in quanto anche piccoli errori di taratura si manifestano vistosamente, data la ripidità dei fianchi. Per ciascuno dei quattro filtri in questione abbiamo

FIG. 10 A





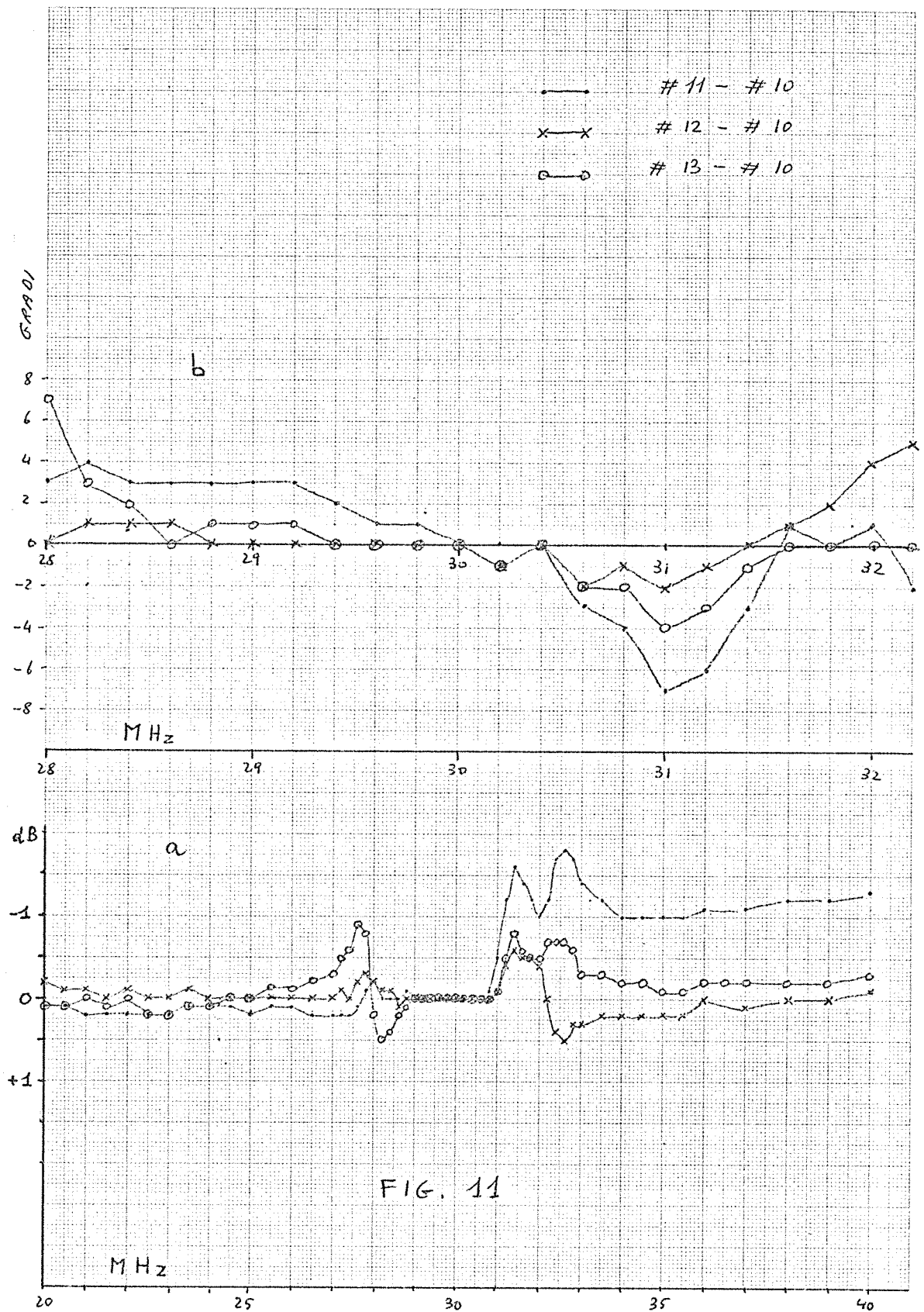


FIG. 11

filtri in questione abbiamo misurato sia le frequenze corrispondenti a -3 dB, sia la frequenza media f_m , definita da:

$$f_m = \frac{\sum_i f_i \times 10^{-A_i/10}}{\sum_i 10^{-A_i/10}}$$

dove la sommatoria è stata estesa fino ai punti a -20 dB, e le quantità A_i sono le attenuazioni, in dB, alle frequenze f_i .

Così definita, f_m rappresenta la frequenza di centro-banda del filtro.

I risultati sono stati i seguenti:

filtro N°	10	11	12	13
- 3 dB(+)	31.30	31.23	31.27	31.27
- 3 dB(-)	28.58	28.58	28.58	28.57
Banda MHz	2.72	2.65	2.69	2.70
f_m	29.95	29.91	29.94	29.93

Tavola 3

Possiamo concludere che, per quanto riguarda il filtro, le specifiche di cui ai punti a), b) e c) di pag. 1 sono state pienamente realizzate.

Per quanto concerne le caratteristiche dell'amplificatore, la specifica più difficile da realizzare è stata quella relativa alla stabilità del guadagno al variare della temperatura (punto b) pag. 2).

Dopo un numero considerevole di tentativi e messe a punto, la variazione di guadagno dell'amplificatore con stadio di potenza è risultata di 0.12 % per una variazione di 1 °C attorno alla temperatura di 23 °C.

La variazione è nel senso che il guadagno aumenta al diminuire della temperatura; in altre parole la compensazione introdotta dalla resistenza NTC sull'emettitore del primo transistor è insufficiente.

La variazione relativa all'amplificatore senza stadio di potenza è dello

dello stesso ordine di grandezza, in quanto l'elemento più sensibile alla temperatura è il μ A733. Abbiamo considerato accettabile la stabilità termica raggiunta; una migliore stabilità, nel caso fosse necessario, potrebbe essere raggiunta sostituendo la resistenza NTC con una di valore leggermente più elevato. Le specifiche di cui ai punti a) e c) sono state realizzate senza troppa difficoltà.

V - Appendice I

Istruzioni per la taratura del filtro.

Il filtro è strutturato in modo tale che L_1 e L_4 devono risuonare a 30 MHz, L_2 a 32.35 MHz e L_3 a 27.80 MHz.

Come prima fase della taratura, si dispongono le induttanze L_1 e L_4 con i nuclei in posizione intermedia, L_2 con il nucleo tutto disinserito, in modo da farla risuonare più in alto possibile, e L_3 con il nucleo tutto inserito, e quindi risuonante il più in basso possibile. Tutto questo viene fatto all'atto stesso della costruzione delle induttanze.

Una volta terminata la costruzione dell'amplificatore, lo si collega al 'Poliskope', e si dovrebbe osservare una curva di risposta a tre picchi (vedi fig. 12)

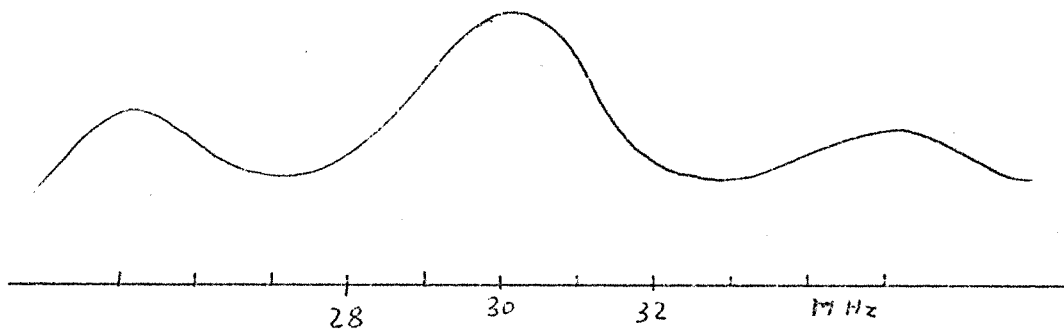


Figura 12

Muovendo L_1 e L_4 si centra il picco centrale a 30 MHz; poi, agendo su L_2 ed L_3 si avvicinano i picchi laterali al centrale fino ad ottenere la banda richiesta. A questo punto si agisce sui trimmer di carico del filtro per portare il 'ripple' in banda al giusto valore di circa 0.1 dB, e si ritoccano L_1 e L_4 per ottenere una risposta orizzontale e simmetrica nella banda. C'è da dire che normalmente non è necessario agire sul trimmer di ingresso (collettore del primo transistor), che viene sempre lasciato al suo massimo valore, ed è quindi sufficiente agire sul trimmer di uscita.

Rimane ora solamente da centrare esattamente i punti di massima attenuazione, corrispondenti alle risonanze di L_2 e L_3 .

Si fissa l'oscillatore su 32.35 MHz e con il voltmetro vettoriale si misura il minimo di segnale in uscita, agendo su L_2 , e analogamente con L_3 e l'oscillatore a 27.8 MHz. Poichè questa misura non è molto accurata, può essere preferibile agire su L_2 ed L_3 in modo da portare l'attenuazione rispettivamente a 32 ed a 28 MHz a 20 dB. Questo dovrebbe corrispondere a portare L_2 ed L_3 a risuonare alle frequenze prescritte. Poichè queste regolazioni possono influire leggermente anche sulle altre, si ricollega l'amplificatore al 'Poliskope' per un ritocco finale.

VI - Appendice II

Correzione di alcuni errori di stampa nelle formule riportate da "Handbook of Filter Synthesis" di A. Zverev.

Il manuale da noi consultato per la progettazione del filtro contiene numerosissimi errori di stampa, alcuni dei quali ovvii da correggere, altri meno. Mettiamo quindi in guardia chi volesse usare questo manuale, peraltro ottimo da ogni altro punto di vista, e segnaliamo alcune omissioni ed errori di stampa da noi riscontrati.

Pag. 149, seconda colonna, riga 12, la formula corretta è:

$$b(\Omega) = K + \tan^{-1} \frac{\Omega}{\sigma_0} + \tan^{-1} \left(\frac{\Omega - \Omega_1}{\sigma_1} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\Omega + \Omega_1}{\sigma_1} \right)$$

Pag. 157 Table 5.4 Lowpass to Bandpass Trasformation. Nelle formule, per Ω_∞ si intende $\Omega_\infty = 1/\sqrt{L'C'}$

Pag. 158, prima colonna, riga 10

$$\Omega_- = \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_\infty}{2a} \right)^2} - \frac{\Omega_\infty}{2a}$$

Pag. 159 seconda colonna; nelle formule in fondo alla colonna, fare le seguenti sostituzioni:

$$\begin{aligned} l_1 &= OK \\ c_1 &= OK \\ l_2 &= (aC'_2)^{-1} \frac{K}{1+KQ_2^2} \\ c_2 &= \Omega_-^2 / l_2 \\ c_3 &= (Kl_2)^{-1} \\ l_3 &= \Omega_+^2 / c_3 \\ c_4 &= a \text{ (etc.)} / K^2 \\ l_4 &= K^2 / \text{ etc.} \end{aligned}$$

Bibliografia

- 1) - A. Braccesi e M. Ceccarelli; Nuovo Cimento, 23, 208, (1962)
- 2) - G. Gelato, C. Rosatelli, G. Sinigaglia; Nuovo Cimento, 23, 254 (1962)
- 3) - A. Braccesi, M. Ceccarelli, G. Colla, R. Fanti, A. Ficarra, G. Gelato, G. Grueff, G. Sinigaglia; Nuovo Cimento, 62 B, 13, (1969)
- 4) - A. I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", John Wiley and Sons, Inc. , New York 1967.