

Progetto completo di 10 amplificatori d'antenna lavoranti nelle bande I/III-VHF e IV/V-UHF

Vengono descritti 10 progetti completi di amplificatori di antenna funzionanti nelle bande I-III (VHF) e IV-V (UHF). Il lavoro è corredato di tutte le curve e di tutte le misure necessarie all'attuazione pratica di ciascun amplificatore.

L'attuale interesse dei tecnici che lavorano nel campo dei convertitori/amplificatori d'antenna, in nuovi progetti e nuove idee in questo campo, è fuori discussione. Infatti, data la possibilità di poter ricevere oltre il primo e il secondo programma RAI, anche due emittenti svizzere (una in lingua italiana e l'altra in lingua tedesca), Capodistria, Montecarlo e la Francia, e dato il desiderio di gran parte del pubblico di *sentire e vedere* queste voci e immagini « diverse », abbiamo assistito in questi ultimi anni forse all'unico « boom » in questo particolare settore dell'industria elettronica.

E' per questo motivo che abbiamo creduto opportuno « rispolverare » questa serie di progetti di amplificatori di antenna presentati qualche anno fa. A quell'epoca imperava esclusivamente il monopolio della RAI, e di conseguenza, questi progetti ebbero scarso seguito.

Oggi le cose sono cambiate, e questo lavoro di J. Tuil del Laboratorio di Applicazione Semiconduttori Philips di Nimega ha acquistato un'attualità altrimenti insperata. Allora, i transistori impiegati in questi progetti venivano distribuiti in campionature ridotte. Oggi, questi transistori sono di *normale produzione*, e bisognerebbe averne tanti e tanti per soddisfare le esigenze di questo settore.

Questi transistori sono stati studiati in modo da risolvere brillantemente anche a potenze di uscita relativamente elevate lo spinoso problema dei fenomeni di intermodulazione. Con questi transistori è ora

possibile realizzare amplificatori di *canale*, di *banda* e a *larga banda* ($40 \div 860$ MHz) con caratteristiche di intermodulazione veramente eccellenti.

In questo articolo descriveremo il progetto, le caratteristiche e le misure riguardanti 10 amplificatori di antenna. Cinque sono amplificatori di canale, tre sono amplificatori di banda e due sono amplificatori a larga banda.

Gli amplificatori di canale funzionano solo per il canale per il quale sono stati progettati: non è pertanto prevista la possibilità di accordo su un altro canale. Le loro caratteristiche sono riportate nella tabella I. La potenza di uscita di 150 mW è da impiegare solo in impianti di una certa dimensione. In genere, la potenza richiesta è minore. Per esempio, per

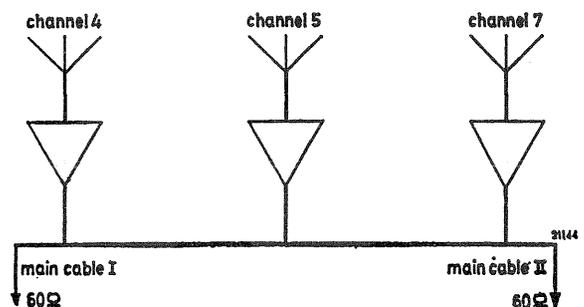


Fig. 1 - Disposizione tipica per alimentare due cavi da 60 Ω in parallelo mediante più di un amplificatore.

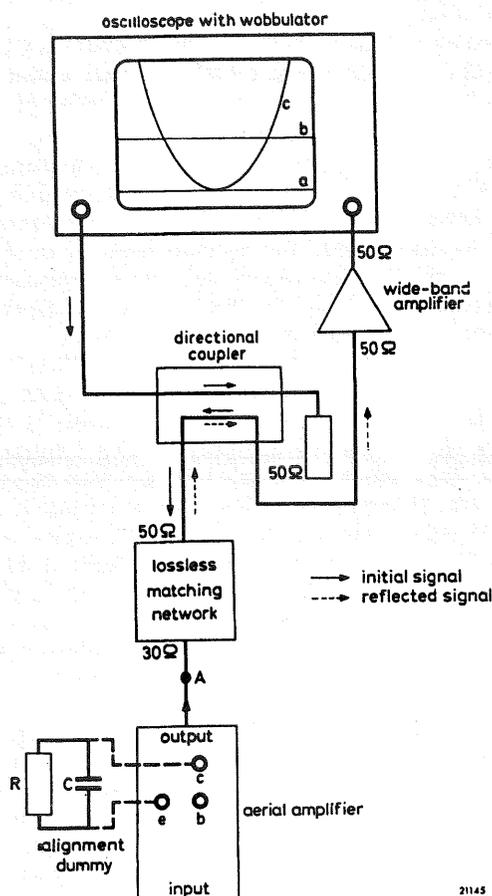


Fig. 2 - Disposizione degli strumenti per la messa a punto degli amplificatori di antenna descritti. Mediante l'oscilloscopio e il vobbulator è possibile rilevare le curve di risposta e valutare il rapporto dell'onda stazionaria (V.S.W.R.) ai terminali di ingresso e di uscita degli amplificatori. Le linee a e b sullo schermo dell'oscilloscopio sono linee di calibrazione corrispondenti ad un rapporto di onda stazionaria con valore rispettivamente 1 e 2 confrontati con quello misurato indicato dalla linea c. L'amplificatore a larga banda serve ad impedire che l'amplificatore di antenna venga sovraccaricato quando si effettua la misura del rapporto delle onde stazionarie al suo ingresso.

il canale 9 diamo due esempi di amplificatori, uno con potenza di uscita di 60 mW e l'altro con 10 mW.

Il rapporto di tensione dell'onda stazionaria (V.S.W.R.) all'ingresso e all'uscita non è superiore a 2 entro la banda delle frequenze ricevute.

Per impedire possibili interferenze con i canali adiacenti si è fatto in modo che i circuiti d'ingresso degli amplificatori di canale e di banda siano molto selettivi.

Gli stadi d'uscita dei principali amplificatori di canale e di banda sono stati progettati per essere collegati con gli stadi finali di altri analoghi amplificatori in modo da « pilotare » l'impedenza di 30 Ω presentata da una coppia di cavi coassiali da 60 Ω (fig. 1). In questo caso, per impedire fenomeni di interferenza, si è provveduto a rendere l'impedenza di uscita di ciascun amplificatore, elevata nei confronti delle frequenze in cui lavorano gli altri amplificatori.

Gli ingressi e le uscite di tutti gli amplificatori possono comunque essere adattati a valori di impedenza diversi da 60 Ω. E' sufficiente in questi casi modificare opportunamente i circuiti d'ingresso e di uscita.

I circuiti

In fig. 2 è stata riportata una disposizione tipica per la messa a punto dei circuiti di uscita degli amplificatori di canale e di banda. Prima di usarla è necessario calibrarla mediante resistori coassiali rispettivamente da 30 e da 60 Ω collegati al posto dell'amplificatore da allineare (e cioè, nel punto A). Con il resistore da 30 Ω inserito, sullo schermo nell'oscilloscopio apparirà la linea a indicante un rapporto di onda stazionaria pari a 1; mentre con la resistenza da 60 Ω inserita, apparirà la riga b indicante un rapporto di onda stazionaria uguale a 2.

Per l'allineamento dei circuiti d'ingresso degli amplificatori si usa la stessa procedura, con la differenza che in questo caso va impiegata una rete di adattamento diversa — da 50 a 60 Ω — e che nel punto A va collegato l'ingresso dell'amplificatore e non l'uscita.

Collegate le differenti reti di adattamento, si otterrà la linea di calibrazione a (V.S.W.R. = 1) sostituendo al posto dell'amplificatore di antenna, un resistore coassiale di 60 Ω, e la linea b (V.S.W.R. = 2) sostituendo il medesimo con un resistore coassiale di 30 Ω.

Tabella 1 - Caratteristiche principali degli amplificatori descritti

amplificatore	frequenza (MHz)	numero stadi	tensione alimentazione (V)	guadagno (dB)	uscita (mW)	fattore di intermodulazione riferito alla potenza d'uscita (dB)	fattore rumore (dB)
canale 4 (B)	61 -68	2	24	50	150	-30	7
canale 9	202 -209	3	24	44	150	-30	6.3
canale 9	202 -209	3	24	48	60	-30	5.7
canale 9	202 -209	3	24	49	10	-30	5.5
canale 55	742 -750	4	24	30	80	-30	7
banda I	47 -68	2	24	52	10	-60	6 -6.5
banda II	87.5-108	2	24	43	25	-50	6 -6.5
banda III	174 -230	3	24	39	10	-60	6.2-6.7
banda larga	40 -860	2	24	13.5	30*	-60	6.3-10
banda larga	40 -860	4	24	26	70*	-60	6.9-10

* su 50 Ω.

Le curve passa-banda degli amplificatori vengono controllate nella maniera convenzionale mediante un oscilloscopio e un vobbulatore unitamente ad opportune reti di adattamento.

Per ottenere la massima potenza d'uscita al livello di intermodulazione prescritto, è della massima importanza che il transistor finale abbia un'ammittenza di carico corrispondente al più basso valore di intermodulazione.

Per conoscere il valore ottimo dell'ammittenza del carico si procede nella seguente maniera: al posto dei transistori di uscita degli amplificatori di canale o di banda si inserisce un « carico fittizio » costituito da un resistore e da un condensatore posti in parallelo. Questo « fittizio » rappresenterà il *complesso coniugato* del valore ottimo dell'ammittenza di carico. Insieme ai dati tecnici di ciascun amplificatore vengono dati anche i valori, calcolati sperimentalmente, dei resistori e dei condensatori che costituiscono il « carico fittizio ».

Si deve tener presente che la capacità impiegata in questi « fittizi » non dipende soltanto dalla capacità di uscita del transistor, C_{oc} , ma anche dalla capacità distribuita del circuito pratico. Pertanto, non è escluso che per ottenere i risultati voluti ci si debba allontanare dai valori indicati in tabella.

Negli amplificatori di canale e di banda per le bande I, II e III, i transistori BFW 16 A indicati negli schemi possono essere sostituiti con i tipi più economici BFW 17 A; la regolazione della corrente continua che dà la massima uscita con la minima intermodulazione è identica nei due transistori ed è: $I_E = 70 \text{ mA}$, $V_{CE} = 18 \text{ V}$. Per assicurare nei due transistori un'adeguata dissipazione di calore, si dovrà inserire tra l'involucro dei medesimi e lo chassis un disco di ossido di berillio.

Amplificatore di antenna per il canale 4 (61 — 68 MHz)

Il circuito elettrico è riportato in fig. 3 e le caratteristiche sono date nelle figg. 4, 5 e 6.

La messa a punto della corrente continua dei vari transistori e i valori dei resistori e dei condensatori per il « fittizio » sono indicati nella tabella II.

Si deve tener presente che quando transistori con *frequenza di transizione* elevata e quali appunto sono i tipi BFY 90 e BFW 16 A, vengono impiegati a frequenze relativamente basse, possono manifestarsi fenomeni di instabilità. Per questo motivo ci si dovrà assicurare che gli emettitori dei due transistori risultino disaccoppiati fino alla frequenza più elevata alla quale potrebbero entrare in oscillazione.

Impiegando il sistema di controllo e di misura riportato in fig. 2, la taratura verrà effettuata in due tempi: per prima cosa si metterà a punto il circuito di uscita allo scopo di assicurarsi che l'ammittenza di carico del transistor finale abbia il suo valore ottimale, e che il rapporto delle onde stazionarie ai terminali di uscita sia o 2 o meno di 2, entro tutta la banda delle frequenze ricevute (da 61 MHz a 68 MHz); successivamente si tareranno i circuiti d'ingresso e i circuiti interstadiali fino ad ottenere la curva passa-banda richiesta ed un rapporto di onde stazionarie ai terminali d'ingresso e di uscita uguale o inferiore a 2.

Successivamente, si toglierà il transistor di uscita dal suo zoccolo e si collegherà tra i normali punti di collegamento del collettore e dell'emettitore il « carico fittizio ». Fatto ciò, si regoleranno C_9 e L_6 e la presa su L_5 fino a che l'oscilloscopio indichi un rapporto di onde stazionarie uguale a 1 alla frequenza *centrale* del canale, e uguale a 2 o meno di 2 alle altre frequenze

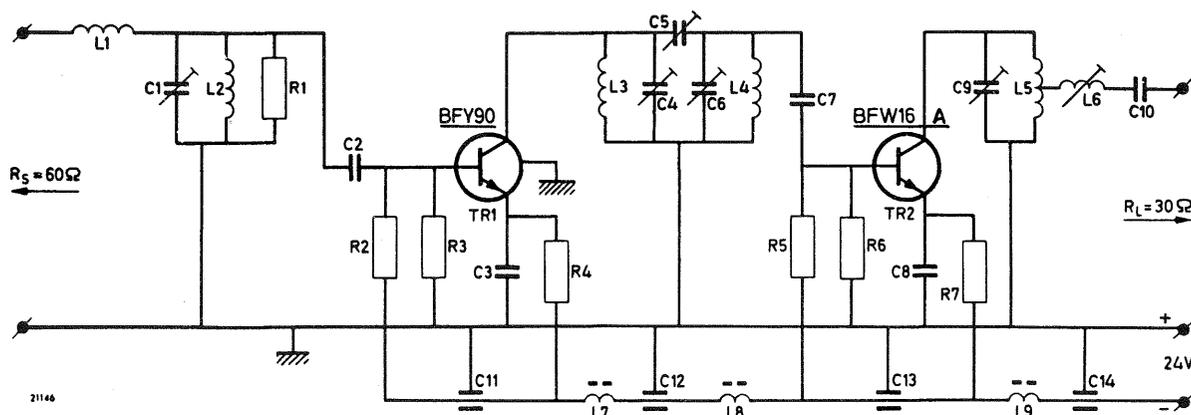


Fig. - 3 Amplificatore per il canale 4 (61 — 68 MHz): $P_o = 150 \text{ mW}$.

COMPONENTI

R_1 1.2 k Ω , 1/4 W
 R_2 2.2 k Ω , 1/4 W
 R_3 1.5 k Ω , 1/4 W
 R_4 1 k Ω , 1/4 W
 R_5 470 Ω , 1/4 W
 R_6 1.2 k Ω , 1/4 W
 R_7 82 Ω , 1/2 W

Tutti resistori al $\pm 5\%$

$C_1, C_4 - C_6, C_9$ 12 pF
 C_2, C_{10} 15 pF ceramico, $\pm 5\%$
 C_3, C_8 4.7 nF a disco, $-20 / +50\%$
 C_7 27 pF ceramico, $\pm 5\%$
 $C_{11} - C_{14}$ 4.7 nF passante, $-20 / +50\%$

L_1 450 nH, 13 spire di rame smaltato da 0.5 mm; \varnothing delle spire = 5 mm, passo 0.5 mm

L_2 400 nH, 12 spire di rame smaltato da 1.0 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 1.5 mm

L_3 300 nH, 10 spire di rame smaltato da 1.0 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2.0 mm

L_4 165 nH, 6 spire di rame smaltato da 1.0 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2.0 mm

L_5 275 nH, 10 spire di rame smaltato da 1.0 mm; \varnothing delle spire 8 mm; passo 2.5 mm; presa alla 4 1/2 spira a partire da massa

L_6 300 nH, 7 spire di rame argentato da 1.3 mm; \varnothing delle spire = 12 mm; passo 2.0 mm

$L_7 - L_8$ bobina di arresto

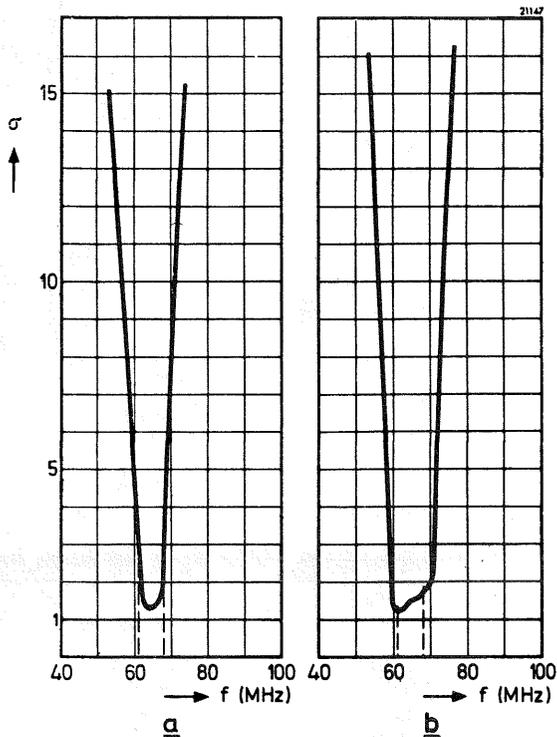


Fig. 4 - Rapporto delle onde stazionarie σ misurato (a) ai terminali d'ingresso e (b) a quelli d'uscita dell'amplificatore di fig. 3.

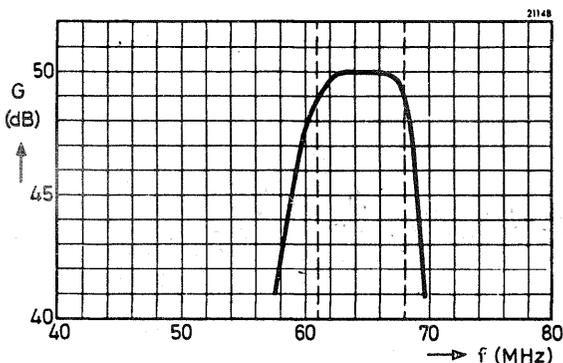


Fig. 5 - Curva passa-banda indicante il guadagno G in funzione della frequenza f .

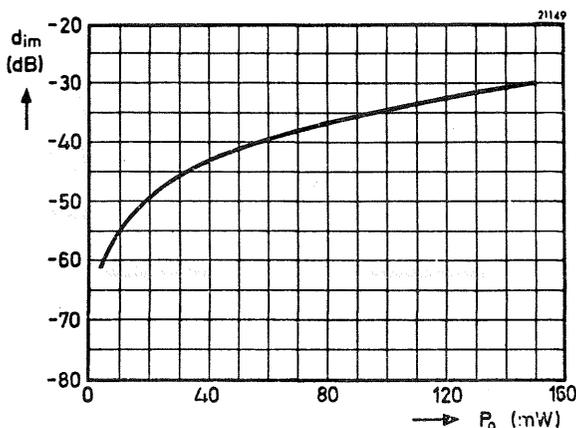


Fig. 6 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore in funzione della potenza di uscita P_o .

del canale. terminate queste regolazioni, si toglierà il « carico fittizio » ed al suo posto si rimetterà il transistor finale, dopodiché il circuito di uscita non avrà più bisogno di altre messe a punto.

L'adattamento del circuito di uscita al « carico fittizio » verrà successivamente controllato ai terminali d'uscita dell'amplificatore. Ciò potrà essere fatto accuratamente solo se nel circuito d'uscita le perdite saranno trascurabili. E' per questo motivo che le bobine del filtro di uscita dovranno essere fatte con filo di rame argentato di considerevole diametro senza ricorrere ai nuclei in ferrite.

I circuiti d'ingresso e interstadiali verranno accordati regolando C_1 , C_4 e C_6 . La larghezza di banda verrà regolata mediante C_3 controllando sull'oscilloscopio la curva passa-banda.

Il compito del filtro d'ingresso è di assicurare che:

- 1) TR_1 abbia un'ammettenza della sorgente in grado di dare il più basso livello di rumore;
- 2) il rapporto delle onde stazionarie sia 2 o meno entro tutto il canale;
- 3) l'ingresso sia più selettivo possibile.

Siccome è il filtro d'ingresso che fissa l'ammettenza della sorgente di TR_1 , automaticamente risulterà fissata anche la sua ammettenza di uscita.

Il condensatore C_7 è stato scelto in maniera che il rapporto di onde stazionarie all'uscita sia 2 o meno, entro tutta la larghezza del canale; il suo valore è molto critico. L'accordo di C_4 e C_6 ha scarso effetto sul rapporto di onda stazionaria all'ingresso; lo ha invece sul circuito di uscita per cui, salvo restando la forma della curva passa-banda, esso potrà essere usato per effettuare leggeri ritocchi al circuito di adattamento d'uscita.

Tabella 2 - Condizioni di lavoro e di taratura per l'amplificatore del canale 4

stadio	transistore	regolazione in c.c.		« carico fittizio » per la taratura	
		V_{ce} (V)	I_E (mA)	R (Ω)	C (pF)
primo	BFY90	12	6	—	—
finale	BFW16A	18	70	240	10

Amplificatori per il canale 9 VHF (202 — 209 MHz)

Si descrivono tre amplificatori di antenna funzionanti nel canale 9 VHF. Il canale 9 VHF è compreso fra le frequenze 202-209 MHz. Le potenze di uscita di questi tre amplificatori di antenna sono rispettivamente 150 mW, 60 mW e 10 mW. I circuiti di questi amplificatori sono riportati rispettivamente nelle figure 7, 11 e 15. Le loro caratteristiche sono invece riportate nelle figure dalla 8 alla 10, dalla 12 alla 14, ed infine dalla 16 alla 18. Nella tabella 3 sono indicati i valori dei punti di lavoro dei vari transistori e i valori che debbono avere i resistori e i condensatori del « carico fittizio » impiegato per la taratura.

La procedura per l'allineamento di questi amplificatori è identica a quella usata per l'allineamento dell'amplificatore del canale 4 già descritto. Per prima cosa, si tarerà il circuito di uscita impiegando i valori del « carico fittizio » riportati nella tabella. Dopodiché, si rimetterà il transistor finale nel suo zocchetto e

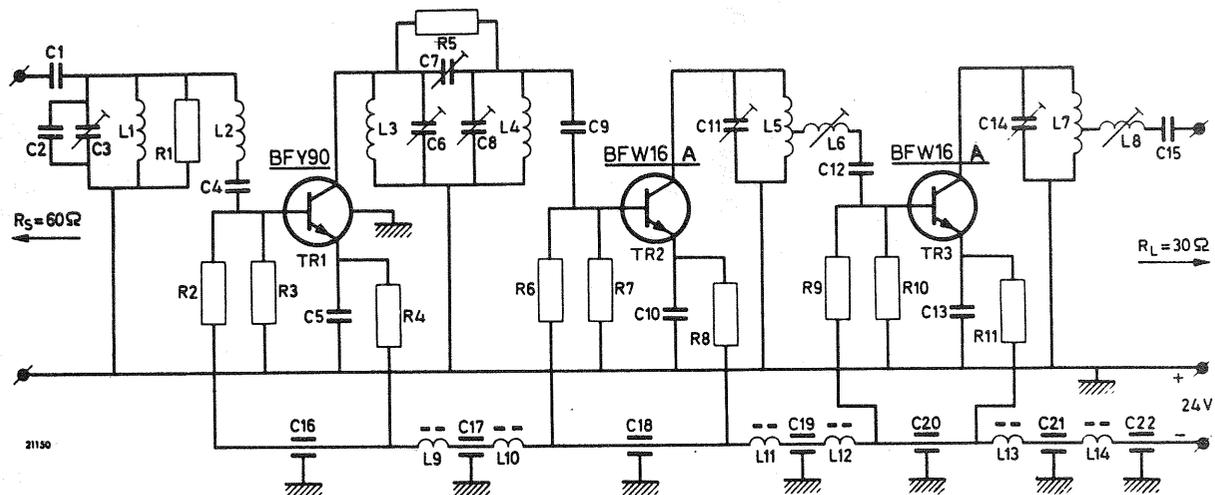


Fig. 7 - Amplificatore per il canale 9 (202 — 209 MHz) con potenza di uscita $P_o = 150$ mW.

COMPONENTI

- R_1 , 1,6 k Ω , 1/8 W
- R_2 , 2,4 k Ω , 1/8 W
- R_3 , 3,3 k Ω , 1/8 W
- R_4 , 1 k Ω , 1/8 W
- R_5 , 7,5 k Ω , 1/8 W
- R_6 , 750 Ω , 1/4 W
- R_7 , 1,8 k Ω , 1/4 W
- R_8 , 180 Ω , 1/4 W
- R_9 , 470 Ω , 1/4 W
- R_{10} , 1,2 k Ω , 1/4 W
- R_{11} , 82 Ω , 1/2 W

Tutti questi resistori hanno una tolleranza di $\pm 5\%$.

- C_1, C_9, C_{12} , 3,9 pF ceramici, $\pm 0,5\%$
- C_2 , 10 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
- C_3, C_6, C_8 } 12 pF
- C_{11}, C_{14} } 12 pF
- C_4, C_5, C_{10}, C_{13} , 1 nF a disco, $-20 / +50\%$
- C_7 , 3 pF
- C_{15} , 2,2 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
- $C_{16} - C_{22}$, 4,7 nF passante, $-20 / +50\%$

- L_1, L_3, L_4 , 35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
- L_2 , 120 nH, 5 1/2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
- L_5 , 35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm, presa a 3/4 di spira partendo dal lato massa
- L_6 , 100 nH, 4 1/2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
- L_7 , 60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8mm, passo 2,5 mm, presa a 3/4 di spira dal lato massa
- L_8 , 165 nH, 5 1/2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 11 mm, passo 2,0 mm
- $L_9 - L_{14}$, Bobina di arresto

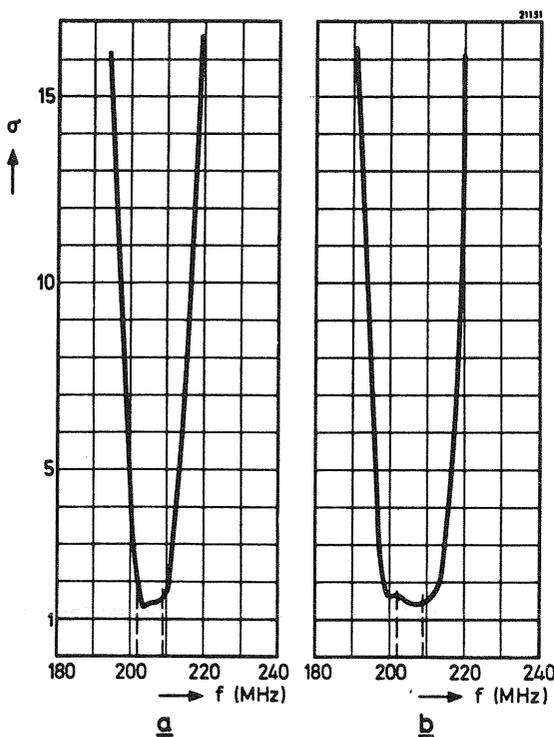


Fig. 8 - Rapporto delle onde stazionarie σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) ai terminali di uscita dell'amplificatore di fig. 7.

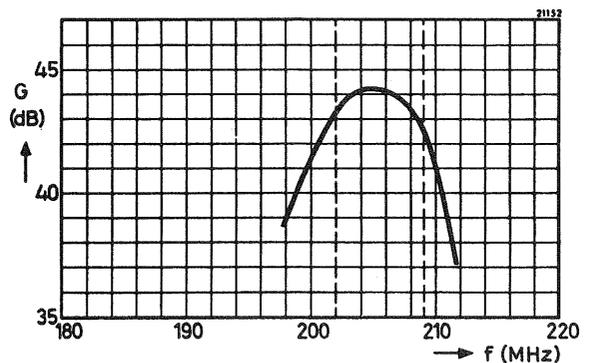


Fig. 9 - Curva banda passante dell'amplificatore di fig. 7.

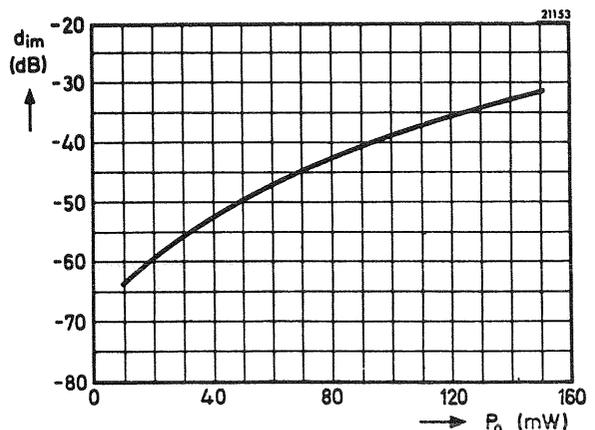


Fig. 10 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 7 in funzione della potenza di uscita P_o .

si procederà alla taratura dei circuiti di ingresso e interstadiale in maniera da ottenere il massimo guadagno di potenza alla larghezza di banda richiesta, e un rapporto di onda stazionaria all'ingresso pari a 2 o meno. Per ultimo, si farà in maniera che il rapporto dell'onda stazionaria nel circuito di uscita assuma il

valore di 2 o meno, entro tutta la banda passante del canale. Ciò si otterrà regolando i condensatori di accordo presenti nel circuito di accoppiamento interstadiale assicurandosi che durante tutta questa operazione venga mantenuta la larghezza di banda desiderata.

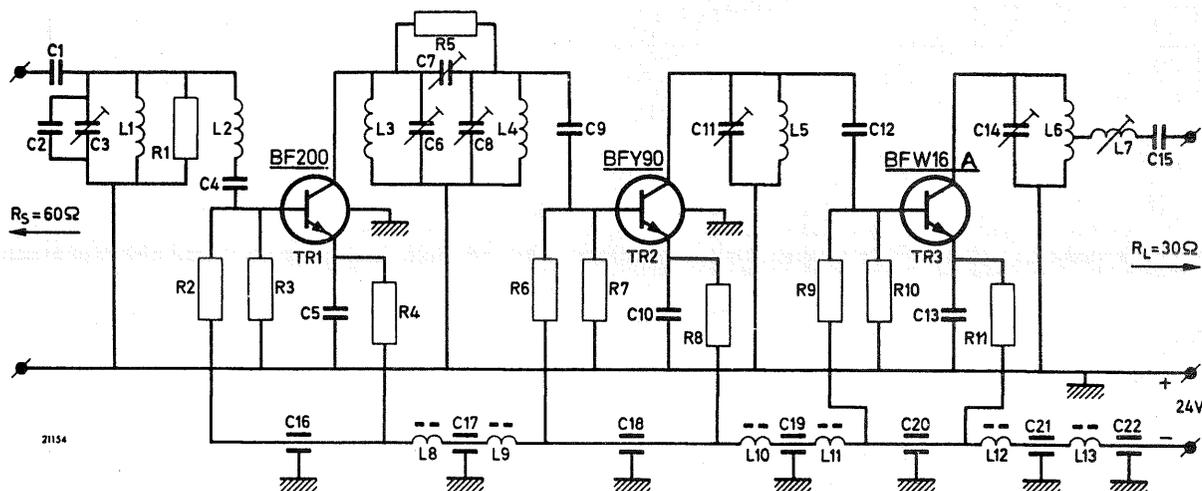


Fig. 11 - Schema elettrico dell'amplificatore per il canale 9 VHF con $P_o = 60 \text{ mW}$.

COMPONENTI

R_1	1,6 k Ω	1/8 W
R_2	2,4 k Ω	1/8 W
R_3	3,3 k Ω	1/8 W
R_4	3 k Ω	1/8 W
R_5	3,9 k Ω	1/8 W
R_6	1,3 k Ω	1/8 W
R_7	910 Ω	1/8 W
R_8	1,3 k Ω	1/8 W
R_9	470 Ω	1/4 W
R_{10}	1,2 k Ω	1/4 W
R_{11}	165 Ω	1/2 W

Tutti i resistori sono con tolleranza $\pm 5\%$

C_1	4,7 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
C_2, C_{12}	5,6 pF ceramici, $\pm 0,5\%$
C_3, C_6, C_8	} 12 pF
C_{11}, C_{14}	

C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF a disco, $-20 / +50\%$
C_7	3 pF
C_9	6,8 pF ceramico $\pm 0,5\%$
C_{15}	2,2 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
$C_{16} - C_{22}$	4,7 nF passante, $-20 / +50\%$
$L_1, L_3 - L_5$	35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_2	120 nH, 5 1/2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_6	60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,5 mm, presa a 3/4 di spira dal lato massa
L_7	165 nH, 5 1/2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 11 mm, passo 2,0 mm
$L_8 - L_{13}$	Bobine di arresto

Tabella 3 - Condizioni di lavoro e di taratura per gli amplificatori del canale 9

tipo di amplificatore	stadio	transistore	regolazione in c.c.		« carico fittizio » per la taratura	
			I_E (mA)	V_{CE} (V)	R (Ω)	C (pF)
150 mW (fig. 7)	primo	BFY90	10	10	—	—
	pilota	BFW16A	40	18	—	—
	finale	BFW16A	70	18	220	5,6
60 mW (fig. 11)	primo	BF200	3	15	—	—
	pilota	BFY90	10	10	—	—
	finale	BFW16A	40	18	390	5,6
10 mW (fig. 15)	primo	BF200	2	10	—	—
	pilota	BF183	4	10	—	—
	finale	BFY90	14	10	560	1,8

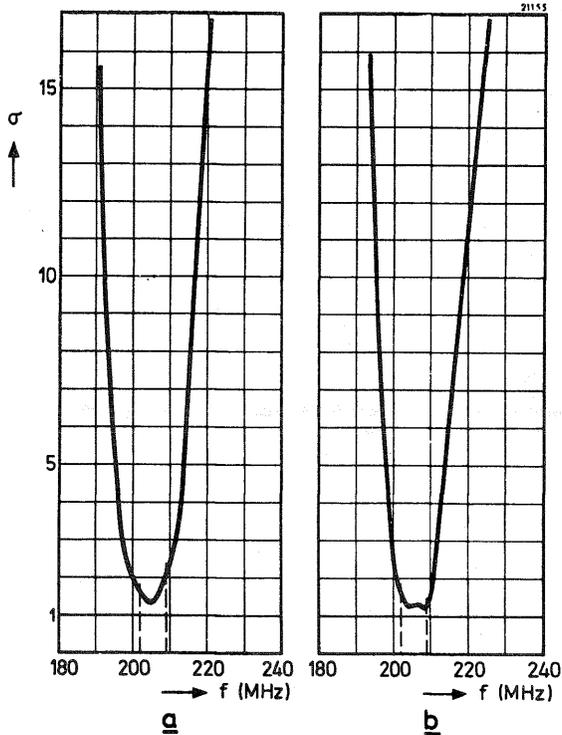


Fig. 12 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso ed in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 11.

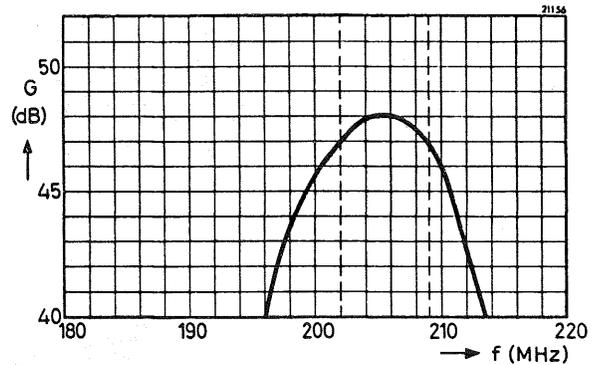


Fig. 13 - Banda passante dell'amplificatore di fig. 11.

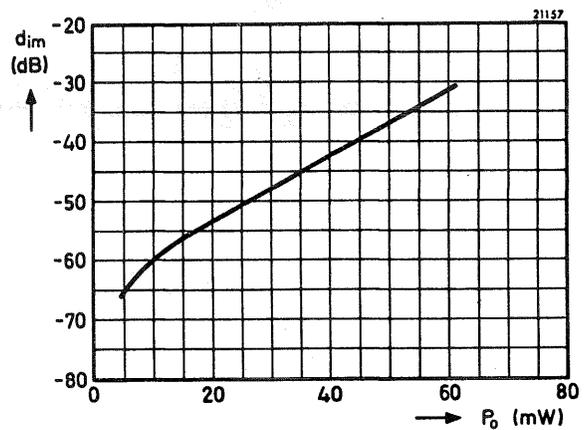


Fig. 14 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 11 in funzione della potenza di uscita P_o .

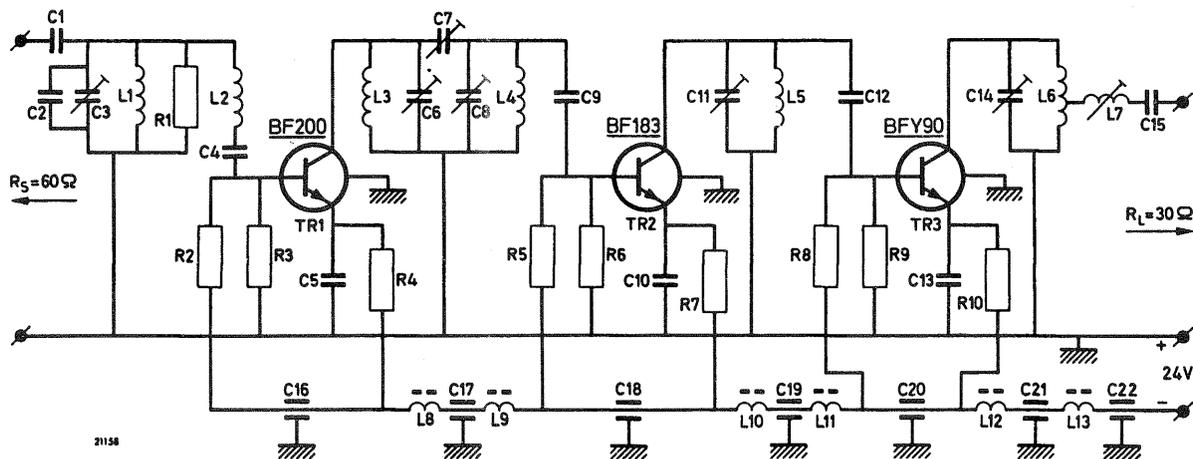


Fig. 15 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per il canale 9 con potenza di uscita di $P_o = 10$ mW.

COMPONENTI

R_1	1,8 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_2, R_5, R_8	1,3 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_3, R_6, R_9	910 Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_4	6,8 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_7	3,3 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_{10}	1 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W

Tutti i resistori sono con tolleranza di $\pm 5\%$.

C_1, C_2, C_{12}	3,9 pF ceramici, $\pm 0,5\%$
C_3, C_5, C_8	} 12 pF
C_{11}, C_{14}	
C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF a disco, $-20 / +50\%$
C_7	3 pF
C_9	5,6 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
C_{15}	2,2 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
$C_{16} - C_{22}$	4,7 nF passante, $-20 / +50\%$

L_1, L_3, L_4, L_5	35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,5 mm
L_2	120 nH, 5 $\frac{1}{2}$ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_6	60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 8 mm, passo 2,5 mm, presa a $\frac{1}{2}$ della spira partendo dal lato massa
L_7	165 nH, 5 $\frac{1}{2}$ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing della spira = 11 mm, passo 2,0 mm
$L_8 - L_{13}$	Bobine di arresto

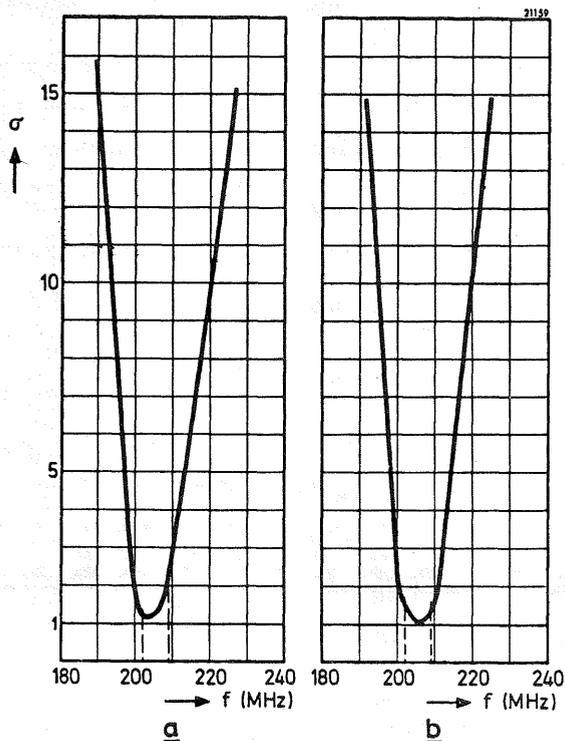


Fig. 16 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'implicatore di fig. 15.

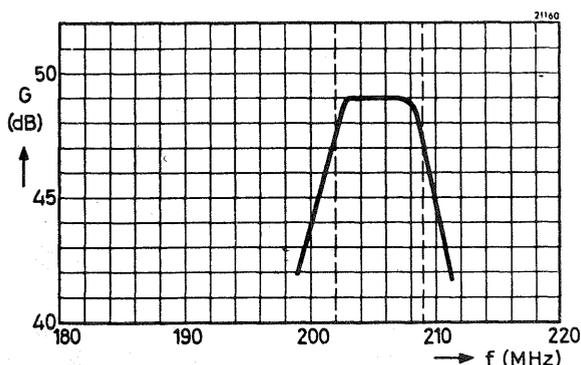


Fig. 17 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore del canale 9 riportato in fig. 15.

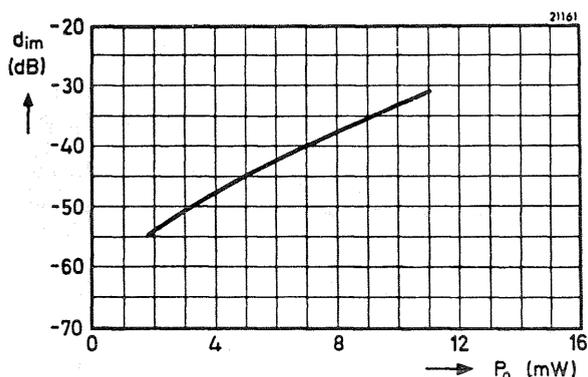


Fig. 18 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 15 in funzione della potenza di uscita P_o .

Amplificatore di antenna per il canale 55 UHF (742 — 750 MHz)

In fig. 19 è riportato lo schema elettrico di questo amplificatore. Le prestazioni sono indicate dalla fig. 20 alla 22. La regolazione in corrente continua dei transistori è riportata nella tabella 4; la taratura dell'amplificatore verrà effettuata senza l'aiuto del « carico fittizio », dato che, per la frequenza del canale 55, la trasformazione dell'impedenza di un « carico fittizio » sarebbe stata troppo elevata.

Prima di procedere alla messa a punto dell'amplificatore al fine di ottenere il minimo valore di intermodulazione, sarà necessario tarare il medesimo in maniera d'avere il *massimo guadagno*, entro tutta la banda passante desiderata. La procedura che si dovrà seguire in questo caso sarà la seguente: si comincerà con la messa a punto dello stadio finale, e poi si procederà a ritroso fino al primo stadio. Si toglieranno i transistori TR_1 , TR_2 e TR_3 ; si collegherà il vobbulatore (vedi fig. 2) al punto di connessione del collettore del transistor TR_3 , e si regoleranno C_8 , C_9 , C_{11} , C_{12} e L_{c4} . Fatto ciò, si rimetterà TR_3 al suo posto, e si collegherà il vobbulatore sul punto di collegamento del collettore del transistor TR_2 . Dopodiché, si regoleranno C_6 , C_7 , C_8 , C_9 e L_{c4} . Si procederà in questo stesso modo per i primi due stadi, sostituendo i transistori uno per volta, e regolando i condensatori variabili e le spire di accoppiamento a seconda del caso; per la taratura finale, dopo che è stato rimesso al suo posto il transistor TR_1 , il vobbulatore deve essere collegato al terminale di ingresso di antenna dell'amplificatore.

Terminata questa serie di messe a punto, tenere il vobbulatore collegato ai terminali di ingresso dell'antenna ed aumentare l'ampiezza del segnale d'uscita del vobbulatore fintantoché il segnale che compare all'uscita dell'amplificatore non aumenti più in maniera lineare; ciò significa che bisogna aumentare il segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore fino al punto in cui la curva della banda passante rilevata sul circuito d'uscita non cominci ad avere delle deformazioni. Quando ciò si verifica, significa che qualche transistor dell'amplificatore entra in saturazione, e taglia una porzione del segnale. Un siffatto « tosaggio » del segnale viene eliminato regolando nuovamente i condensatori variabili e le spire di accoppiamento. Questi ritocchi devono essere ripetuti fintantoché la potenza, in corrispondenza della quale l'amplificatore fornisce un segnale con frequenza pari alla frequenza centrale del canale, sia uguale a $I_c (V_{CE} - V_{CEK})/2 = 350$ mW.

Per ciò che riguarda il minimo di intermodulazione, l'amplificatore può considerarsi messo a punto perfettamente quando il segnale di ingresso necessario per avere la potenza d'uscita richiesta, ha un livello più basso possibile. In queste condizioni, il rapporto di onda stazionaria sia all'ingresso sia all'uscita risulterà inferiore a 2 lungo tutta la larghezza del canale.

Durante la messa a punto dell'amplificatore seguendo le modalità in precedenza specificate, si deve stare molto attenti a non *distruggere* il transistor di uscita. Per evitare ciò, si dovrà procedere così: appena l'oscilloscopio mette in evidenza il fenomeno del « tosaggio » della curva di risposta, il segnale di ingresso non va aumentato più in ampiezza. Esso potrà invece essere di nuovo incrementato solo dopo che il fenomeno del tosaggio sarà stato eliminato.

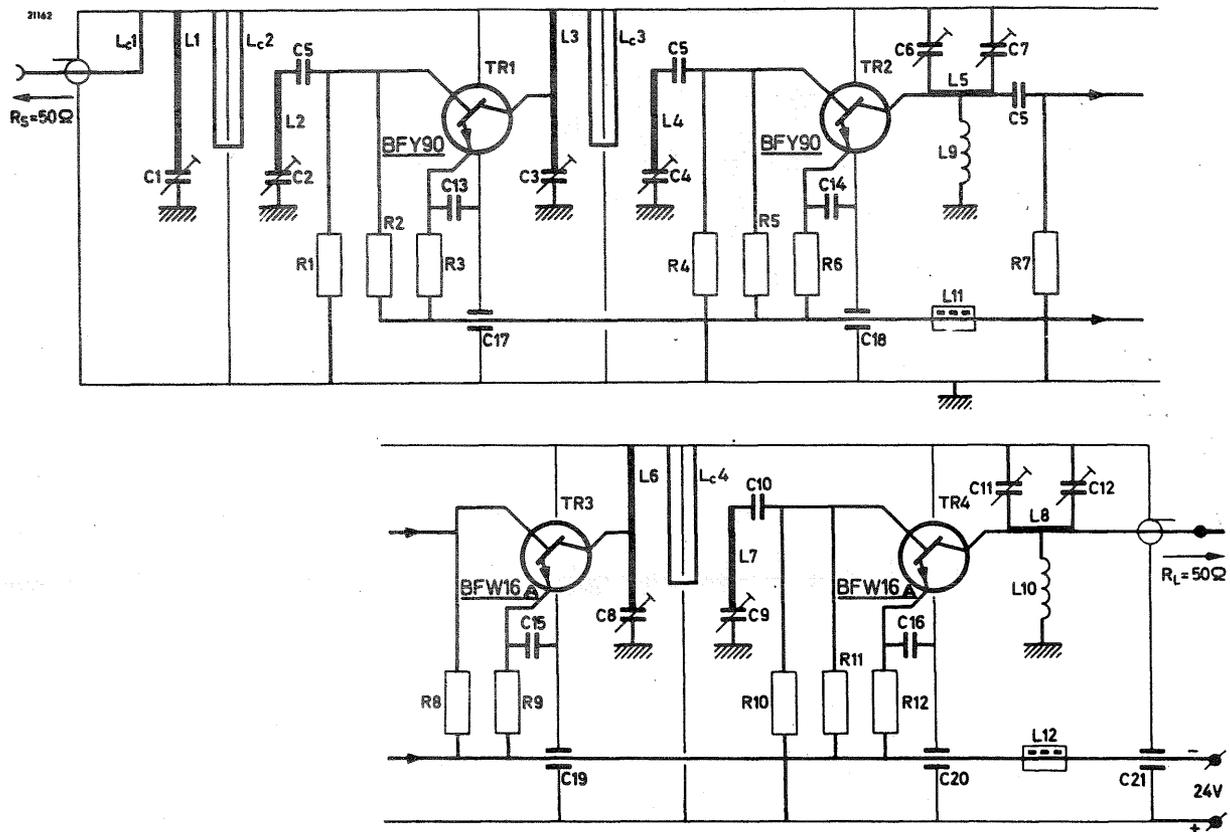


Fig. 19 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per il canale 55 UHF (742 — 750 MHz); $P_o = 80 \text{ mW}$.

COMPONENTI

- R_1 15 k Ω , 1/8 W
- R_2 18 k Ω , 1/8 W
- R_3 2,4 k Ω , 1/8 W
- R_4 4,7 k Ω , 1/8 W
- R_5 6,8 k Ω , 1/8 W
- R_6 1 k Ω , 1/8 W
- R_7 2,7 k Ω , 1/8 W
- R_8 1,2 k Ω , 1/8 W
- R_9 180 Ω , 1/4 W
- R_{10} 1,5 k Ω , 1/4 W
- R_{11} 680 Ω , 1/8 W
- R_{12} 120 Ω , 1/2 W

Tutti i resistori sono con tolleranza $\pm 5\%$.

- $C_1, C_2 - C_4$ } 12 pF
- $C_7 - C_9$ } 12 pF
- C_{11}, C_{12} } 12 pF
- $C_5, C_{17} - C_{21}$ } 220 pF a disco, $-20 / +50\%$

- C_6 6 pF
- C_{10} 5 pF a disco, $\pm 10\%$
- $C_{13} - C_{16}$ 560 pF a disco, $-20 / +50\%$
- $C_{17} - C_{21}$ 1,5 nF passante, $-20 / +50\%$
- L_1, L_3, L_4 striscetta di rame argentato; dimensioni: 4 x 0,5 mm, lunghezza 24 mm
- L_2, L_4, L_7 striscetta di rame argentato; dimensioni: 4 x 0,5 mm, lunghezza 15 mm
- L_5 striscetta di rame argentato; dimensioni: 4 x 0,5 mm, lunghezza 24 mm
- L_6 striscetta di rame argentato; dimensioni: 5 x 0,5 mm, lunghezza 10 mm
- L_9, L_{10} 40 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm; \varnothing della spira 3 mm, passo 1,5 mm
- L_{11}, L_{12} 4 perline di ferroxcube 3D3
- L_{c1} spira singola di rame argentato da 1 mm; lunghezza 28 mm, larghezza 12 mm
- $L_{c2} - L_{c4}$ spira singola di rame argentato da 1 mm; lunghezza 23 mm, larghezza 12 mm

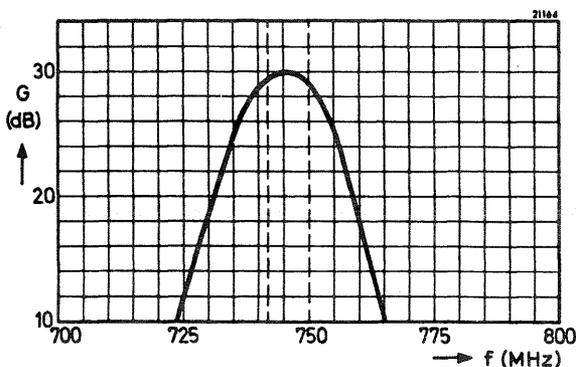


Fig. 20 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore di fig. 19.

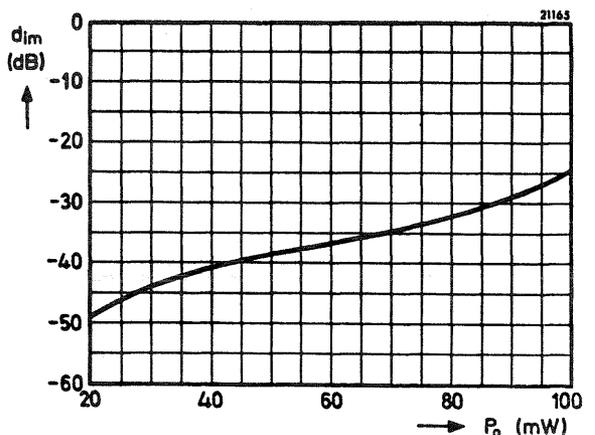


Fig. 21 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 19 in funzione della potenza di uscita P_o .

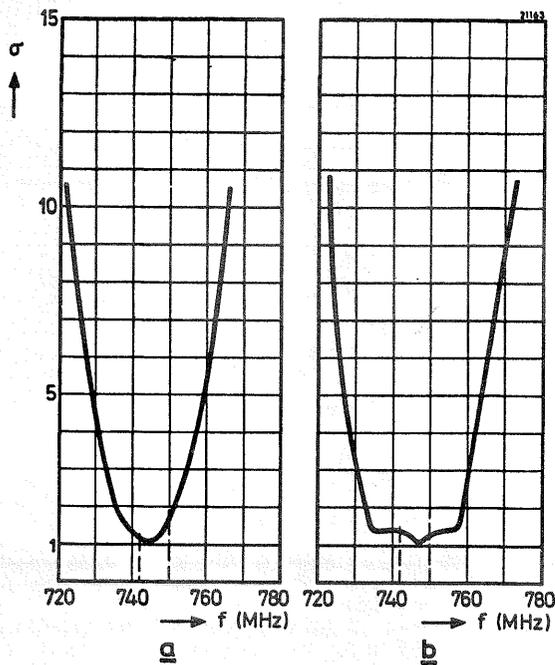


Fig. 22 - Rapporto della tensione dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 19.

Tabella 4 - Condizioni di lavoro per l'amplificatore del canale 55 UHF

stadio	transistore	regolazione in c.c.	
		I_E (mA)	V_{CE} (V)
primo	BFY90	8	12
secondo	BFY90	12	12
pilota	BFW16A	40	18
finale	BFW16A	60	18

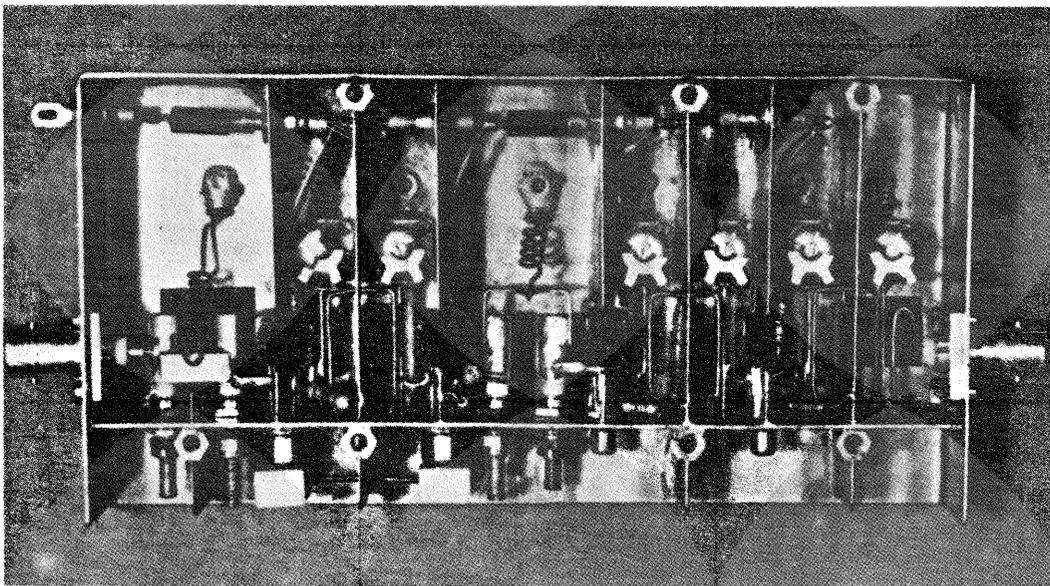


Fig. 22a - Prototipo di laboratorio dell'amplificatore del canale 55. La potenza d'uscita è 10 mW ad un fattore di intermodulazione di -30 dB.

Amplificatori per le bande I, II e III

I circuiti elettrici di questi tre amplificatori di antenna sono riportati nelle figure 23, 27 e 31. Le misure effettuate su questi stessi amplificatori sono invece indicate rispettivamente dalla fig. 24 alla fig. 26 per il circuito elettrico di fig. 23, dalla fig. 28 alla fig. 30 per il circuito elettrico di fig. 27 ed infine dalla fig. 32 alla fig. 34 per l'amplificatore indicato in fig. 31. Nella tabella 5 sono riportati i valori dei punti di lavoro in corrente continua dei vari transistori impiegati in questi amplificatori. Nella stessa tabella sono anche riportati i valori di resistenza e di capacità valevoli per i « carichi fittizi » per allineamento.

Le modalità e la sequenza delle operazioni per la taratura degli amplificatori della banda I e della banda II sono simili a quelle usate per l'allineamento dell'amplificatore del canale 4, mentre il sistema di taratura per l'amplificatore della banda III è identico a quello già descritto per gli amplificatori del canale 9.

All'ingresso di ciascuno di questi amplificatori si trova un circuito accordato in parallelo e due circuiti accordati in serie; tutti e tre questi circuiti debbono essere accordati sulla frequenza centrale della banda ricevuta. Il resistore R_1 all'ingresso di ciascuno di questi amplificatori serve per ottenere un soddisfacente compromesso tra il fattore di rumore e il rapporto di onde stazionarie all'ingresso.

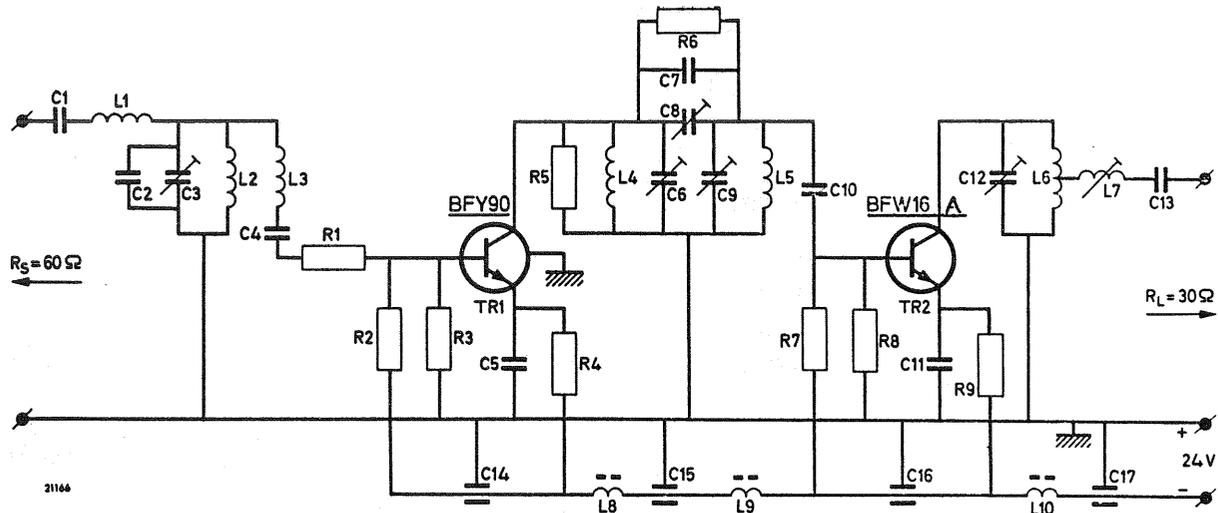


Fig. 23 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per la banda I (47 — 68 MHz); $P_o = 10 \text{ mW}$.

COMPONENTI

R_1	10 Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_2	2,2 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_3	1,5 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_4, R_5	1 k Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_6	750 Ω ,	$\frac{1}{8}$ W
R_7	470 Ω ,	$\frac{1}{4}$ W
R_8	1,2 k Ω ,	$\frac{1}{4}$ W
R_9	82 Ω ,	$\frac{1}{2}$ W

Tutti i resistori hanno un valore di tolleranza $\pm 5 \%$.

C_1, C_4, C_7	12 pF ceramico, $\pm 5 \%$
C_2	10 pF ceramico, $\pm 5 \%$
C_3, C_6, C_8	} 12 pF
C_9, C_{12}	
C_5, C_{11}	4,7 nF a disco, — 20 / + 50%
C_{10}	82 pF ceramico, $\pm 5 \%$
C_{13}	56 pF ceramico, $\pm 5 \%$
$C_{14} - C_{17}$	4,7 nF passante, — 20 / + 50%

L_1, L_3	500 nH, 21 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; \varnothing delle spire = 4 mm, passo 0,5 mm
L_2	200 nH, 13 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing delle spire = 4 mm, passo 1,5 mm
L_4	200 nH, 8 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 1,5 mm
L_5	85 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm
L_6	240 nH, 11 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm ma con presa alla 4 1/2 spira partendo dal lato massa
L_7	75 nH, 3 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm
$L_8 - L_{10}$	bobine di arresto

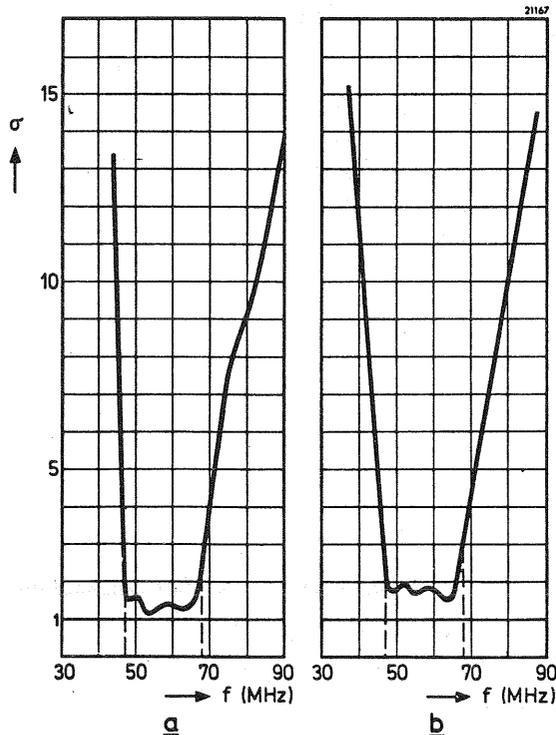


Fig. 24 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 23.

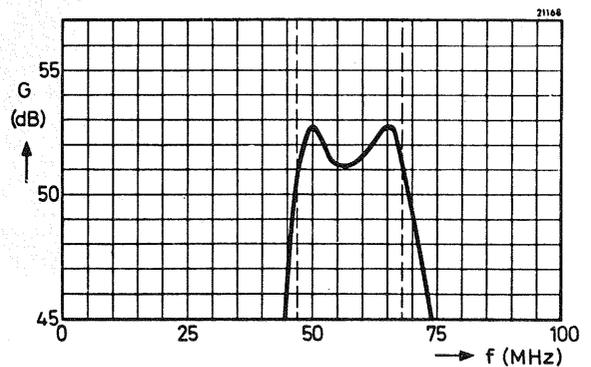


Fig. 25 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 23.

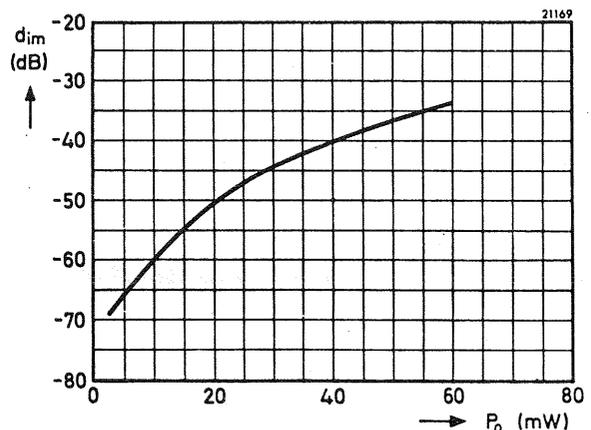


Fig. 26 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 23 in funzione della potenza di uscita P_o .

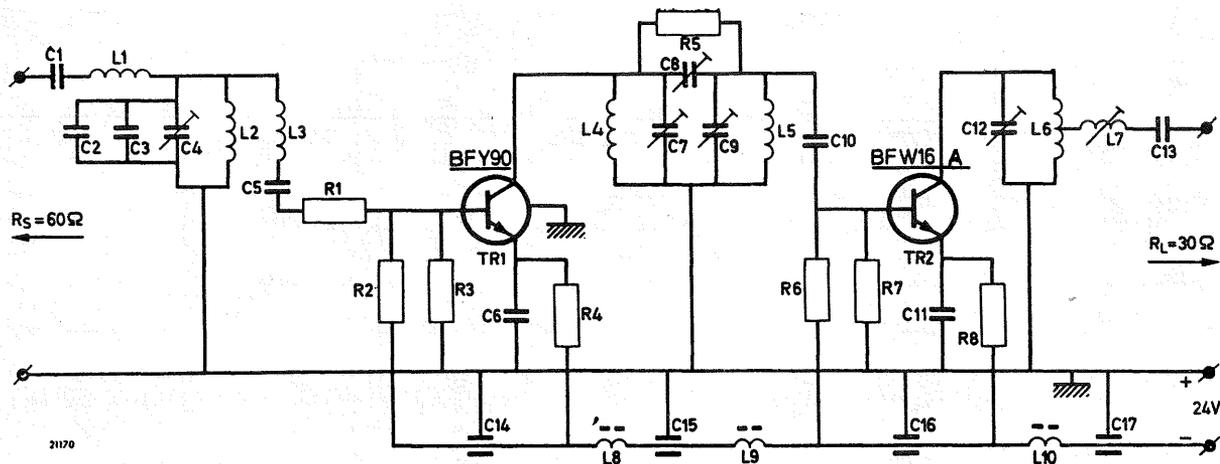


Fig. 27 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per la banda II (87,5—108 MHz) $P_o = 25$ mW.

COMPONENTI

- R_1 27 Ω , 1/4 W
- R_2 2,2 k Ω , 1/4 W
- R_3 1,5 k Ω , 1/4 W
- R_4 1 k Ω , 1/4 W
- R_5 7,5 k Ω , 1/4 W
- R_6 470 Ω , 1/4 W
- R_7 1,2 k Ω , 1/4 W
- R_8 82 Ω , 1/2 W

Tutti i resistori hanno una tolleranza di $\pm 5\%$.

- C_1, C_5 6,8 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
- C_2 10 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
- C_3 100 pF ceramico, $\pm 5\%$
- C_4, C_7, C_8 } 12 pF
- C_9, C_{12} } 12 pF
- C_6, C_{11} 4,7 nF a disco, -20 / + 50 %
- C_{10} 15 pF ceramico, $\pm 5\%$
- C_{13} 22 pF ceramico, $\pm 5\%$
- $C_{14} - C_{17}$ 4,7 nF passante, -20 / + 50 %

- L_1, L_3 380 nH, 14 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; \varnothing delle spire = 4 mm, passo 0,5 mm
- L_2 28 nH, 2 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; \varnothing delle spire = 4 mm, passo 2,5 mm
- L_4, L_5 135 nH, 5 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm
- L_6 135 nH, 5 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm con presa alla 2 1/2 spira partendo dal lato massa
- L_7 70 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm
- L_8, L_{10} bobine di arresto

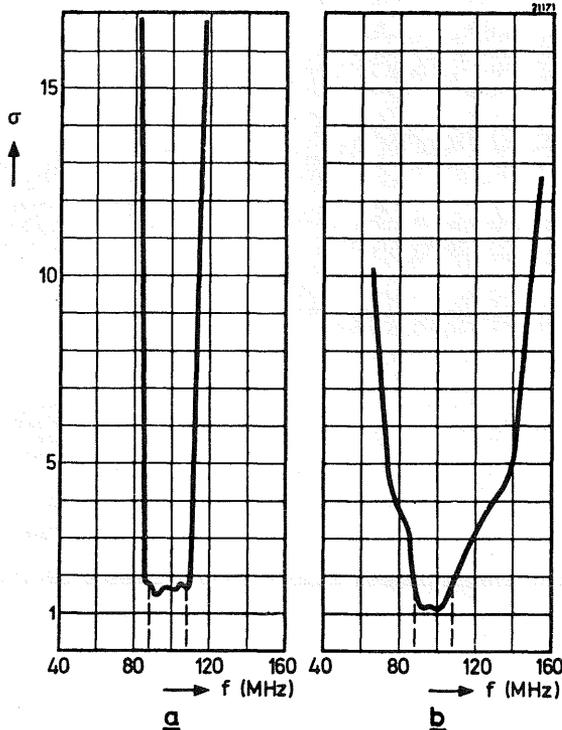


Fig. 28 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 27.

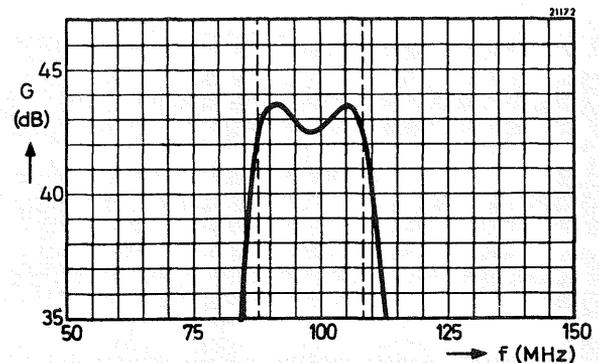


Fig. 29 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 27.

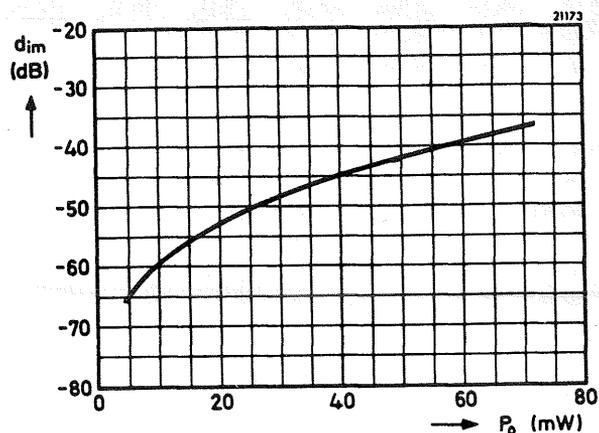


Fig. 30 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 27 in funzione della potenza d'uscita P_o .

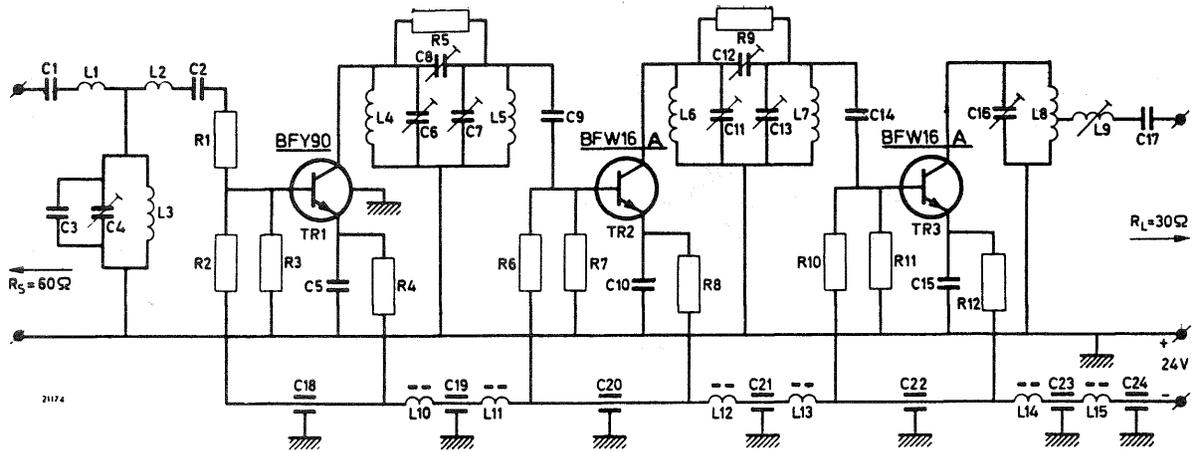


Fig. 31 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per la banda III (174 - 280 MHz); $P_o = 10 \text{ mW}$.

COMPONENTI

- R_1 30 Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_2 2,4 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_3 3,3 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_4, R_5 750 Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_6, R_9 750 Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_7 1,8 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_8 150 Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_{10} 470 Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_{11} 1,2 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
- R_{12} 82 Ω , $\frac{1}{2}$ W

Tutti questi resistori hanno una tolleranza $\pm 5\%$.

- C_1, C_2 3,3 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
- C_3 39 pF ceramico, $\pm 5\%$
- C_4, C_6, C_7, C_8 } 12 pF
- $C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{16}$ }
- C_5, C_{10}, C_{15} 1 nF a disco, -20 / +50 %
- C_9 100 pF ceramico $\pm 5\%$
- C_{14} 15 pF ceramico, $\pm 5\%$
- C_{17} 8,2 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
- $C_{18} - C_{24}$ 4,7 nF passante, -20 / +50 %

- L_1, L_2 190 nH, 9 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; \varnothing delle spire = 4 mm, passo 1,0 mm
- L_3 14 nH, loop di 200 mm di filo di rame da 0,6 mm
- L_4, L_6 35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm
- L_5, L_7 20 nH, 1 spira di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm
- L_8 60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm, presa alla $1\frac{1}{4}$ spira partendo dal lato massa
- L_9 50 nH, $2\frac{1}{2}$ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; \varnothing delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm
- $L_{10} - L_{15}$ Bobine di arresto

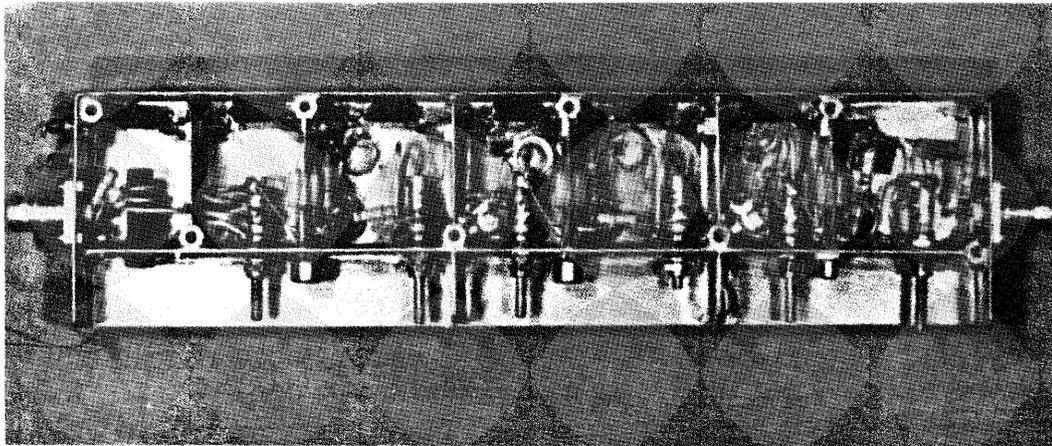


Fig. 31a - Prototipo di laboratorio dell'amplificatore per la banda III. La potenza d'uscita è 10 mW ad un fattore di intermodulazione di -60 dB

Tabella 5 - Condizioni di lavoro e di taratura per gli amplificatori per le bande I, II, III

Tipo di amplificatore	stadio	transistore	regolazione in c.c.		« carico fittizio » di taratura	
			I_E (mA)	V_{CE} (V)	R (Ω)	C (pF)
Banda I	ingresso	BFY90	14	12	—	—
	uscita	BFW16A	70	18	—	10,0
Banda II	ingresso	BFY90	14	12	—	—
	uscita	BFW16A	70	18	200	8,2
Banda III	ingresso	BFY90	12	12	—	—
	uscita	BFW16A	70	18	180	5,6

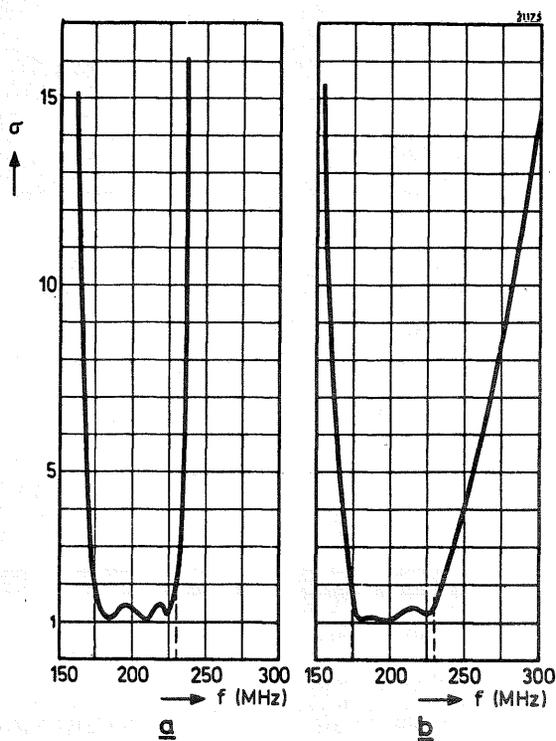


Fig. 32 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 31.

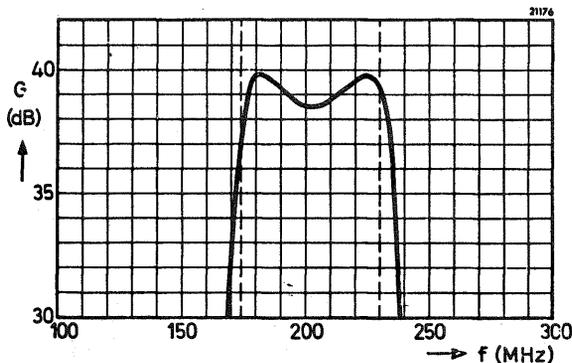


Fig. 33 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 31.

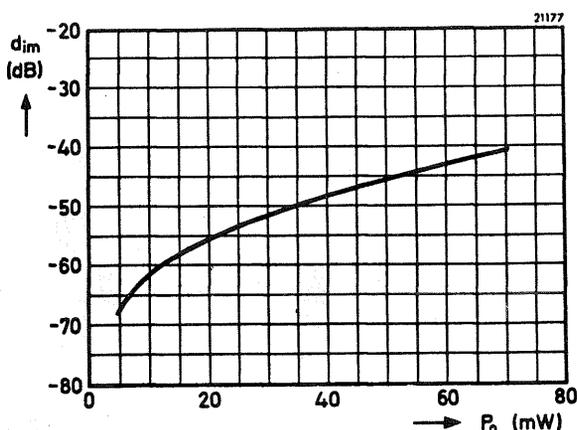


Fig. 34 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 31 in funzione della potenza di uscita P_o .

Amplificatori a larga banda

Nelle fig. 35 e 40 sono riportati rispettivamente i circuiti di due amplificatori d'antenna a larga banda (40 MHz ... 860 MHz). Il primo è formato da due stadi mentre il secondo è formato da quattro stadi. Le misure effettuate su questi due amplificatori sono riportate rispettivamente nelle fig. 36 ... 39 e 41 ... 44. Nella tabella 6 sono riportati i valori dei punti di lavoro in corrente continua dei vari transistori impiegati in questi due tipi di amplificatori.

Le configurazioni circuitali impiegate in questi due amplificatori a larga banda sono essenzialmente: il circuito a base in comune e il circuito a emettitore in comune. Negli amplificatori a più stadi nei quali i transistori sono montati in circuiti con base in comune, per ottenere il massimo guadagno in potenza, è necessario che l'adattamento delle impedenze interstadiali venga effettuato mediante trasformatori. Ora, tutti sanno che l'impiego dei trasformatori può dare degli inconvenienti specialmente alle alte frequenze. Per contro, la configurazione a emettitore in comune, deve dare un guadagno in corrente per ottenere la massima amplificazione; ciò ha il vantaggio di poter fare a meno dei trasformatori interstadiali per l'adattamento delle impedenze. A loro volta, però, gli amplificatori a larga banda con gli stadi in configurazione ad emettitore in comune richiedono transistori con frequenza di transizione molto elevata e capacità di reazione molto bassa. I transistori BFY90, BFX89 e BFW30 soddisfano appunto a queste esigenze.

Il guadagno in corrente di un transistor dipende dalla frequenza di lavoro ma questa dipendenza può essere facilmente controllata mediante l'impiego di semplici circuiti di controreazione. In ciascun stadio degli amplificatori descritti sono stati impiegati pertanto due tipi di controreazione: la controreazione *in parallelo* e la controreazione *in serie*. La controreazione *in parallelo* consiste nell'introduzione di un resistore tra l'ingresso e l'uscita dello stadio; la controreazione *in serie* invece consiste nell'introduzione di un resistore in serie al circuito dell'emettitore.

Qualsiasi induttanza in serie al resistore di emettitore tende ad esaltare questa dipendenza del guadagno dalla frequenza di lavoro. E' per questo motivo che i terminali di collegamento devono essere mantenuti più corti possibili; per soddisfare a questa esigenza è opportuno saldare il terminale di emettitore sullo stesso contenitore del transistor. Inoltre, per ridurre al minimo l'induttanza dispersa del terminale di emettitore, lo stesso resistore di emettitore non dovrà essere di valore molto basso ($> 10 \Omega$).

La dipendenza del guadagno dal valore della frequenza di lavoro viene inoltre ulteriormente ridotta, in entrambi i circuiti, mediante inserzione di un condensatore in parallelo tra base ed emettitore del transistor TR_1 e del transistor TR_2 nell'amplificatore a quattro stadi. E' la presenza di questi condensatori che provoca il picco che si nota nelle curve di guadagno (figg. 37 e 42) in corrispondenza della frequenza di 800 MHz.

La controreazione *in parallelo* tende ad *abbassare* l'impedenza di ingresso e di uscita dello stadio nel quale essa viene impiegata; viceversa, la controreazione *in serie* tende ad *aumentare* il valore di dette impedenze. Pertanto, scegliendo giudiziosamente il valore del resistore impiegato in ciascun tipo di circuito

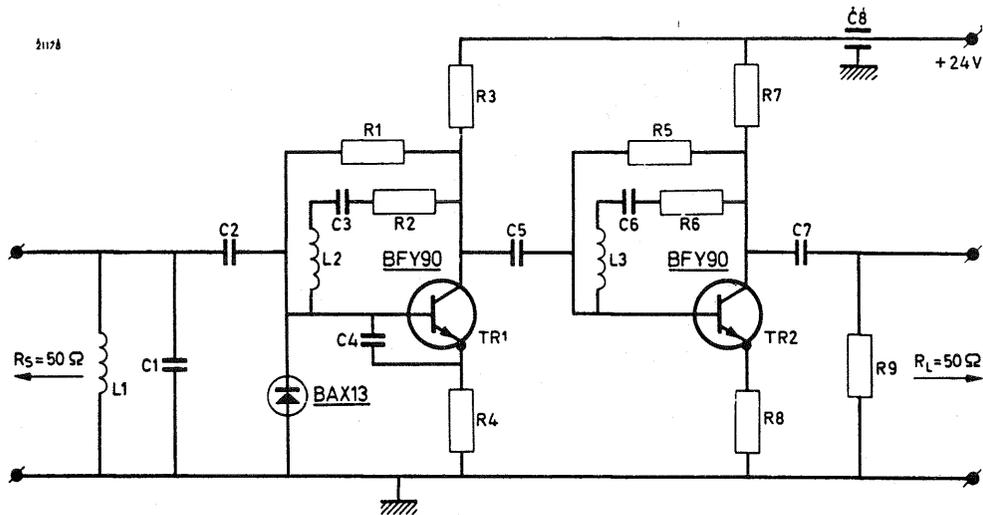


Fig. 35 - Schema elettrico dell'amplificatore a larga banda a due stadi (40 MHz... 860 MHz).

COMPONENTI

R ₁	33 kΩ	1/8 W
R ₂ , R ₅	240 Ω	1/8 W
R ₃	3,3 kΩ	1/8 W
R ₄ , R ₈	13 Ω	1/8 W
R ₅	22 kΩ	1/8 W
R ₇	1,8 kΩ	1/4 W
R ₉	91 Ω	1/8 W

Tutti i resistori hanno una tolleranza ± 5 %.

C ₁	1,5 pF ceramico, ± 0,5 %
C ₂ , C ₅	82 pF ceramico, ± 5 %
C ₃ , C ₆ , C ₇	680 pF a disco, - 20 / + 50 %
C ₄	2,7 pF ceramico, ± 0,5 %
C ₈	2,2 nF passante, - 20 / + 50 %
L ₁	bobina di arresto
L ₂	50 nH, 5 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm
L ₃	30 nH, 3 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm

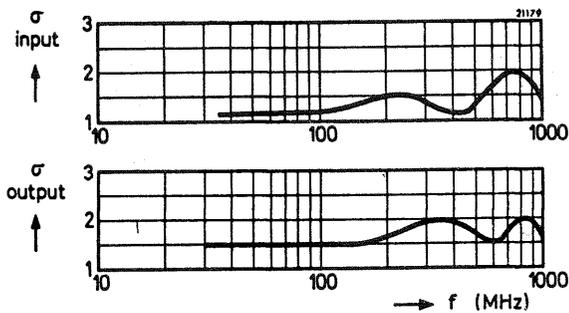


Fig. 36 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore di fig. 35.

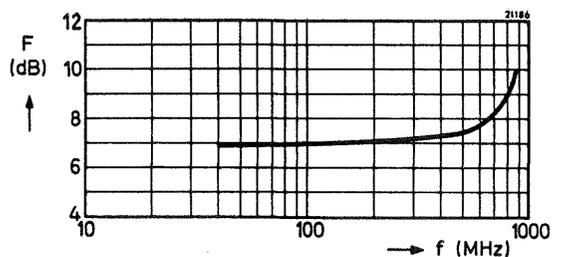


Fig. 38 - Fattore di rumore F dell'amplificatore di fig. 35.

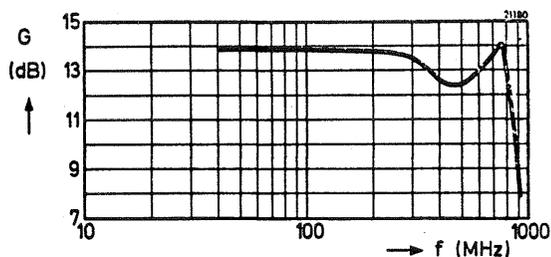


Fig. 37 - Banda passante dell'amplificatore della fig. 35.

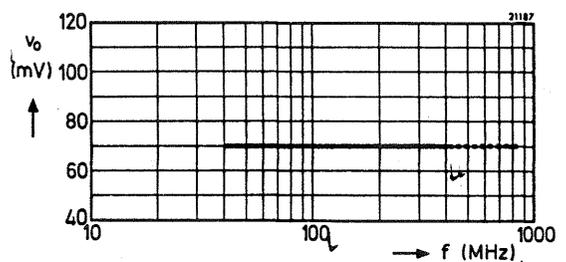


Fig. 39 - Tensione di uscita v_o per $d_{im} = -60$ dB dell'amplificatore di fig. 35, in funzione della frequenza. Le misure furono fatte soltanto alla frequenza di 400 MHz; oltre questo valore la curva è stata estrapolata.

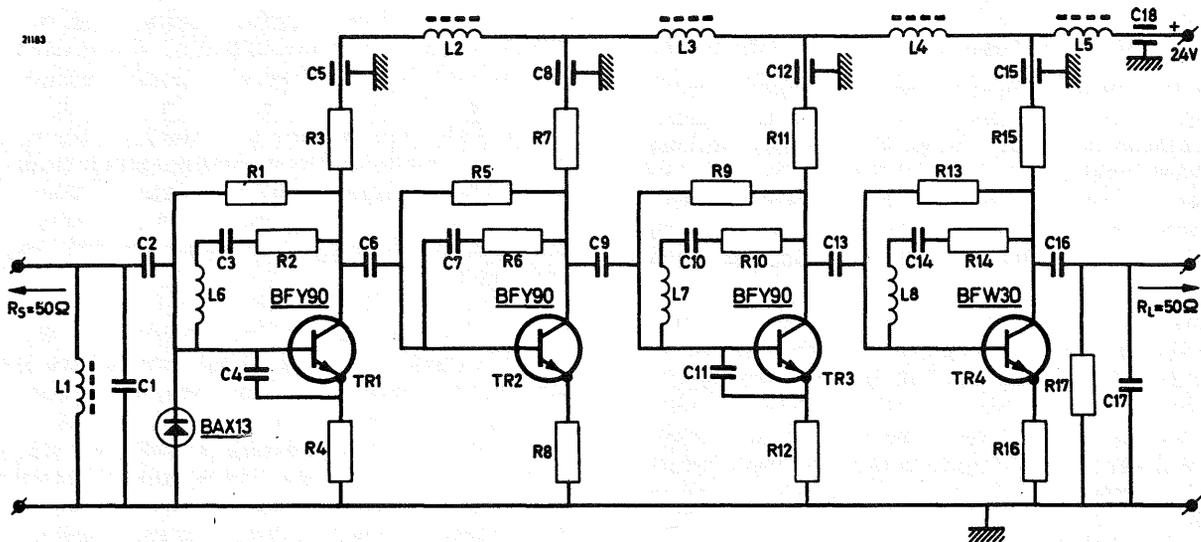


Fig. 40 - Schema elettrico dell'amplificatore a larga banda a quattro stadi (40 MHz ... 860 MHz).

COMPONENTI

R_1, R_5	39 k Ω , 1/8 W
R_2, R_4	220 Ω , 1/8 W
R_{10}, R_{14}	
R_3	3,9 k Ω , 1/8 W
R_6, R_8, R_{12}	13 Ω , 1/8 W
R_7	2,4 k Ω , 1/8 W
R_9	33 k Ω , 1/8 W
R_{11}	1,3 k Ω , 1/8 W
R_{13}	12 k Ω , 1/8 W
R_{15}	560 Ω , 1/8 W
R_{16}	15 Ω , 1/8 W
R_{17}	91 Ω , 1/8 W

Tutti i resistori hanno una tolleranza di $\pm 5\%$.

C_1, C_4	2,7 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
C_2, C_6	82 pF ceramico, $\pm 5\%$
C_3, C_7	680 pF a disco, $-20 / +50\%$
C_9, C_{10}	
C_{13}, C_{14}, C_{16}	
C_5, C_8, C_{12}	2,2 nF passanti, $-20 / +50\%$
C_{15}, C_{18}	1,5 pF ceramico, $\pm 0,5\%$
C_{11}, C_{17}	
$L_1 - L_5$	bobine di arresto
L_6, L_7	40 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; \varnothing delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm
L_8	30 nH, 3 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; \varnothing delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm

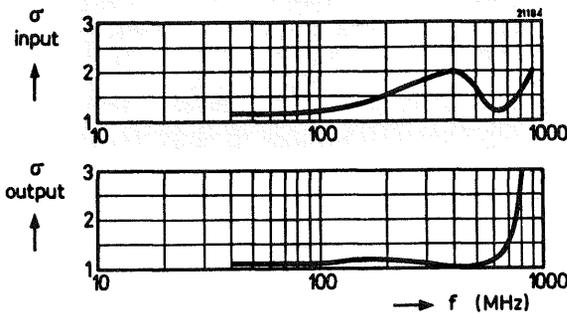


Fig. 41 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore di fig. 40.

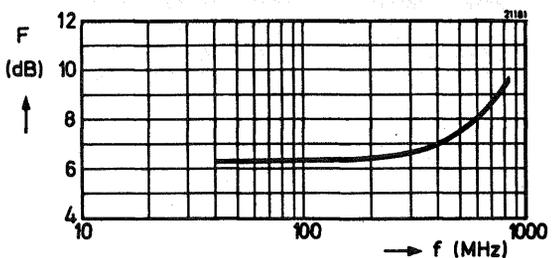


Fig. 43 - Fattore di rumore F dell'amplificatore di fig. 40.

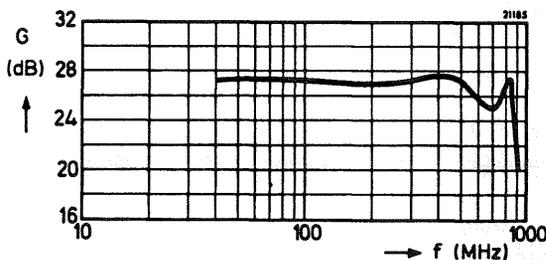


Fig. 42 - Banda passante dell'amplificatore di fig. 40.

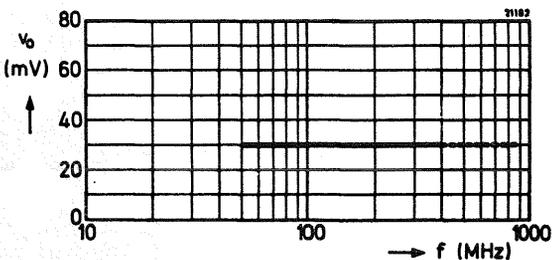


Fig. 44 - Tensione di uscita v_o per $d_{im} = -60$ dB dell'amplificatore di fig. 40, in funzione della frequenza. Le misure furono fatte fino alla frequenza di 400 MHz; oltre questo valore di frequenza la curva è stata estrapolata.

di controreazione sarà possibile ottenere il migliore adattamento sia all'ingresso sia all'uscita dello stadio.

Nella realizzazione pratica dei due amplificatori ci si accorse che l'adattamento del circuito di ingresso non presentava alcun problema; era soltanto necessario introdurre una capacità correttiva di basso valore che andava inserita nel circuito di ingresso, allo scopo di mantenere il rapporto delle onde stazionarie al disotto del valore 2, lungo tutta la banda da amplificare.

Per ottenere questo stesso risultato all'uscita degli amplificatori si rese necessario l'inserimento di un resistore di smorzamento da 91Ω ; ma ci si accorse che l'effetto di questo resistore, specialmente nell'amplificatore a 4 stadi, non era così efficace come nell'amplificatore a 2 stadi; nell'amplificatore a 4 stadi infatti (fig. 41), il rapporto delle onde stazionarie rimaneva infatti al disotto del valore di 2 soltanto fino alla frequenza di 750 MHz.

Per un fattore di intermodulazione $d_{im} = -60 \text{ dB}$,

la tensione di uscita dell'amplificatore a due stadi è 30 mV, mentre nell'amplificatore a 4 stadi è 70 mV. Questa notevole differenza è dovuta esclusivamente all'impiego del transistor BFW 30 nello stadio di uscita dell'amplificatore a 4 stadi, e del transistor BFY 90 in quello dell'amplificatore a due stadi. E' noto infatti che impiegato negli amplificatori a larga banda, il transistor BFW 30 presenta un fattore di intermodulazione decisamente superiore a quello del transistor BFY 90.

Le bobinette (induttori) poste in parallelo ai terminali di ingresso sia dell'amplificatore a due che di quello a quattro stadi servono a disperdere le cariche statiche accumulate sull'antenna, e di conseguenza, proteggono i transistori contro eventuali danneggiamenti che potrebbero essere prodotti da scariche improvvise. Oltre a ciò, per proteggere i transistori contro tensioni indotte da fulmini, la base del transistor di ingresso di ciascun amplificatore viene portata a massa attraverso il diodo BAX 13; inoltre, per i condensatori di accoppiamento, posti all'ingresso, sono

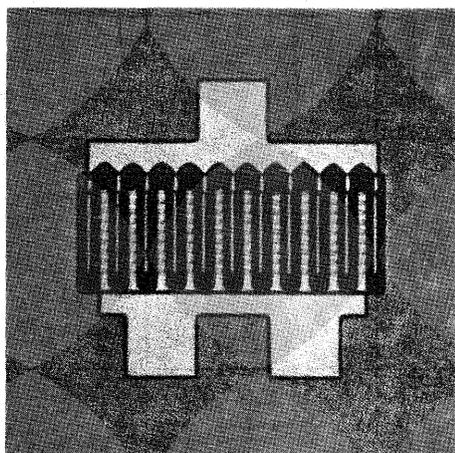


Fig. 45 Cristallo del transistor BFW 16 A ($\times 200$)

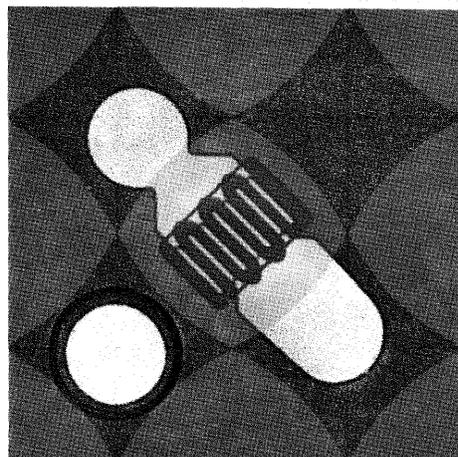


Fig. 46 Cristallo del transistor BFY 90 ($\times 275$)

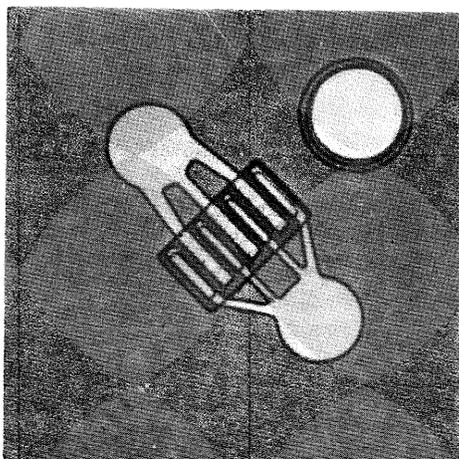


Fig. 47 Cristallo del transistor BFW 30 ($\times 275$)

Tabella 6 - Condizioni di lavoro per gli amplificatori a larga banda

Tipo di amplificatore	stadio	transistore	regolazione in c.c.	
			I_B (mA)	V_{CE} (V)
a due stadi	primo	BFY90	6,5	2,5
	secondo	BFY90	12	3,6
a quattro stadi	primo	BFY90	5,5	3,5
	secondo	BFY90	8,5	3,8
	terzo	BFY90	14	6,0
	quarto	BFW30	30	7,0

stati scelti valori più bassi possibili, tanto bassi che diminuendoli ancora verrebbero compromesse le caratteristiche dell'amplificatore a larga banda. Grazie all'adozione di queste precauzioni, entrambi gli am-

plificatori sono in grado di sopportare una scarica improvvisa di 1,5 kV proveniente da un condensatore da 150 pF. La polarità di detta scarica non ha alcuna importanza.