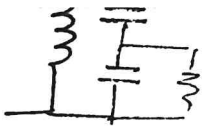


IL RICEVITORE RADIOASTRONOMICO "MARK 3" PER LA "CROCE DEL NORD"

R. Ambrosini, L. Bentivogli, F. Magaroli
G. Minarelli , G. Sinigaglia, G. Tomassetti

LRA 19/76

I N D I C E

1 - Introduzione

2 - La realizzazione meccanica

3 - Il preamplificatore neutralizzato

4 - Amplificatore R.F. e Mixer

5 - L'amplificatore a F.I.

6 - Amplificatore RC a 378 MHz

7 - Istruzioni per la taratura

8 - Varie

1 - Introduzione

Il ricevitore installato nel grandissimo Radiotelescopio a Croce di Medicina (Bologna) nel Luglio 1976, è denominato "MARK 3" (terza generazione). La prima generazione (1964) era costituita da mixer passivi con una temperatura di rumore prossima ai 1000 °K. La seconda comprendeva un preamplificatore cascode a transistor al germanio + mixer per una temperatura di circa 300 °K. Con il Mark 3 la temperatura di rumore è < 100 °K, confrontabile con quella di un buon amplificatore parametrico non raffreddato.

Le caratteristiche tecniche possono essere così riassunte:

1) - frequenza di ingresso: (408 ± 5) MHz
2) - uscita a F.I. : (30 ± 5) MHz
3) - frequenza di O.L. : 378 MHz
4) - potenza dell'O.L. : minima 0,2 mW; massima 10 mW
5) - temperatura di rumore: $<$ 100 °K
6) - guadagno: $>$ 60 dB
7) - banda passante: 10 MHz a -3 dB con "ripple" di ampiezza non misurabile nei 2 MHz di esercizio.
8) - lunghezza elettrica equivalente (ritardo di gruppo): 23 metri ecuivalenti ad uno "step" di fase di 14° per ogni 0,5 MHz, da 406 a 410 MHz.
9) - intercept point: + 10 dBm
10) - potenza massima monocromatica di ingresso per 1 dB di compressione all'uscita: -60 dBm
11) - temperatura di antenna massima per 1 dB di compressione all'uscita: 3×10^6 °K
12) - prodotti di intermodulazione per segnali fuori banda che differiscano fra loro di 408 MHz: -50 dBm per una uscita monocromatica di 1 dB sopra il livello di rumore. (Con filtro di immagine esterno non inserito).

13)- stabilità di ampiezza senza termostatazione: 0,016 dB/°C
14)- stabilità di fase: non misurabile
15)- temperatura di esercizio: termostatata a (40 ± 0,1) °C
16)- reiezione della frequenza immagine con filtro esterno escluso: 25 dB
17)- impedenze di accesso alle porte di O.L. e F.I. : ~ 50Ω Quella di ingresso a 408 MHz è ottimizzata per la minima temperatura di rumore.
18)- tensione di alimentazione: + e - 12 V at 53 mA

Nella progettazione si è tenuto conto di cose essenziali come:

a) - solidità e stabilità meccanica;
b) - accurata schermatura;
c) - efficiente by-passaggio delle alimentazioni degli stadi amplificatori;
d) - controllo rigoroso della temperatura di esercizio;
e) - stabilizzazione del punto di lavoro di tutti i transistori col sistema della doppia alimentazione;
f) - possibilità di accesso per segnali fuori banda che distino fra loro di 408 MHz, o anche 30 MHz, per effetto della non linearità degli stadi di ingresso;
g) - possibilità di accesso per la frequenza immagine;
h) - possibilità di accesso di segnali di radiodiffusione, anche se su frequenza non correlata a 408 MHz, per semplice saturazione dell'ingresso.

Questi ultimi punti impongono l'uso di filtri, specie in ingresso, che siano selettivi ma che siano soprattutto equivalenti a corti circuiti alle frequenze basse (linee

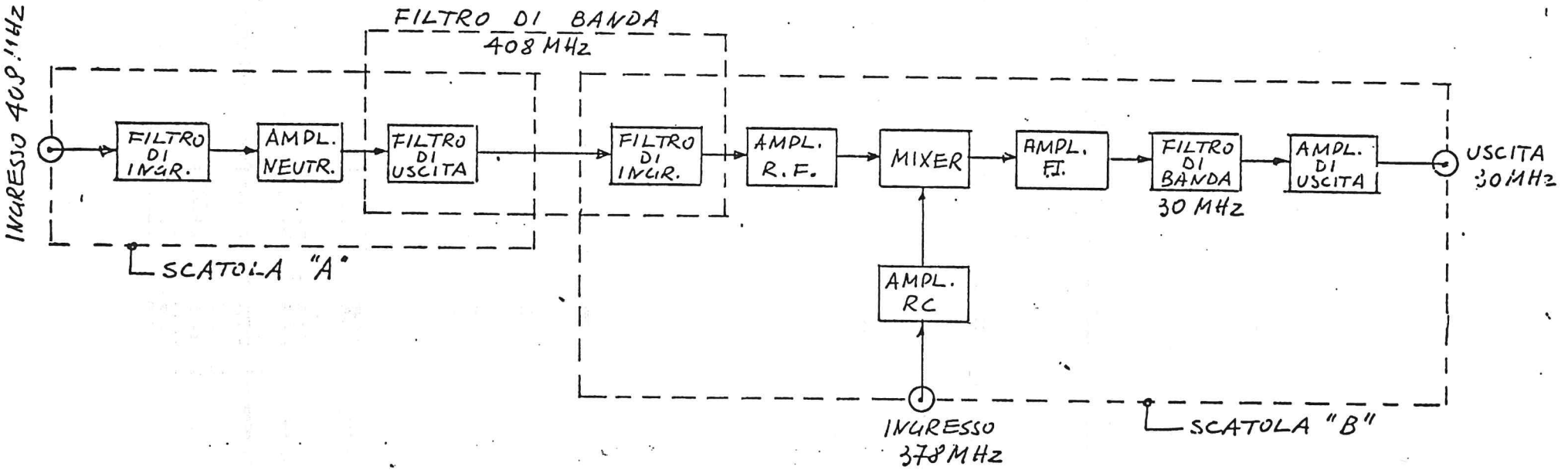

INGRESSO 408 MHz
FILTRO DI BANDA
408 MHz
FILTRO DI INGR.
AMPL. NEUTR.
FILTRO DI USCITA
SCATOLA "A"
FILTRO DI INGR.
AMPL. R.F.
MIXER
AMPL. FI.
FILTRO DI BANDA
30 MHz
AMPL. DI USCITA
USCITA 30 MHz
AMPL. RC
INGRESSO 378 MHz
SCATOLA "B"

FIG. 1

risonanti parallelo). Il ricevitore dello schema a blocchi di fig. 1 realizza tutti i punti evidenziati nella premessa.

2 - La realizzazione meccanica

Il ricevitore è costituito da due scatole di bronzo argentato ottenute per fusione e fresatura. Nella prima, (A), è alloggiato il preamplificatore neutralizzato con i relativi filtri di ingresso e uscita. La seconda scatola, (B), più grande della prima, contiene il ricevitore vero e proprio con il suo filtro di ingresso, il mixer, l'amplificatore dell' O.L. e la F.I.

Le due scatole sono unite tramite una giunzione coassiale. All'atto della giunzione viene a costituirsi un filtro di banda, centrato a 408 MHz, tra il circuito d'uscita del preamplificatore e quello di ingresso del ricevitore. Trimmer capacitivi permettono la regolazione sia della frequenza di centro banda che della banda passante. Le due scatole separate danno alcuni vantaggi come:

1)- possibilità di un utilizzo indipendente di entrambe le unità;

2)- possibilità di installare il preamplificatore lontano dal ricevitore vero e proprio (ad esempio a monte del cavo di discesa);

3)- facilità nelle operazioni di taratura e manutenzione.

Le scatole A e B sono solidali con due piastre di alluminio di dimensioni opportune entro cui è stretto, con viti, l'elemento riscaldante. Sulle piastre sono anche avvitate due termo-resistenze sensori di temperatura. Una delle due resistenze permette la lettura diretta della temperatura

su uno strumento esterno; l'altra comanda il circuito di controllo e di stabilizzazione. Le piastre scaldanti sono a loro volta poste entro un contenitore di alluminio da cui sono però isolate termicamente da polistirolo espanso. Sul fronte del ricevitore sono fissate due spine "Painton" a sei terminali. Alla prima, contrassegnata con la dicitura " + e - 12 V " dovranno essere fornite tali tensioni per la alimentazione di tutto il ricevitore. Alla seconda fanno invece capo le resistenze scaldanti e i terminali dei due sensori di temperatura. Sul pannello frontale è fissato anche uno strumento che dà una idea del livello di oscillatore locale presente sul mixer. La calibrazione è tale per cui all'indice a metà corsa corrisponde una potenza di circa 1 mW presente al connettore di ingresso del ricevitore. Il livello minimo di funzionamento è di circa 0,2 mW che si hanno quando lo strumento indica 40 μA.

I tre connettori N di accesso sono fissati nella parte superiore del contenitore tramite una robusta squadretta di alluminio. Per raggiungere le scatole A e B sarà necessario togliere il coperchio del contenitore svitando le autofilettanti associate e far fuoriuscire le palline di polistirolo espanso. La scatola del ricevitore completo è collegata, tramite un cavetto a sei poli, all'alimentatore del sistema di termostatazione. Sul pannello frontale dell'alimentatore del termostato è anche posto lo strumento di lettura della temperatura di esercizio del ricevitore e, previa commutazione, della tensione presente ai capi delle resisteze di riscaldamento. La veduta di insieme delle parti costituenti il ricevitore è mostrata nello schizzo di fig. 2.

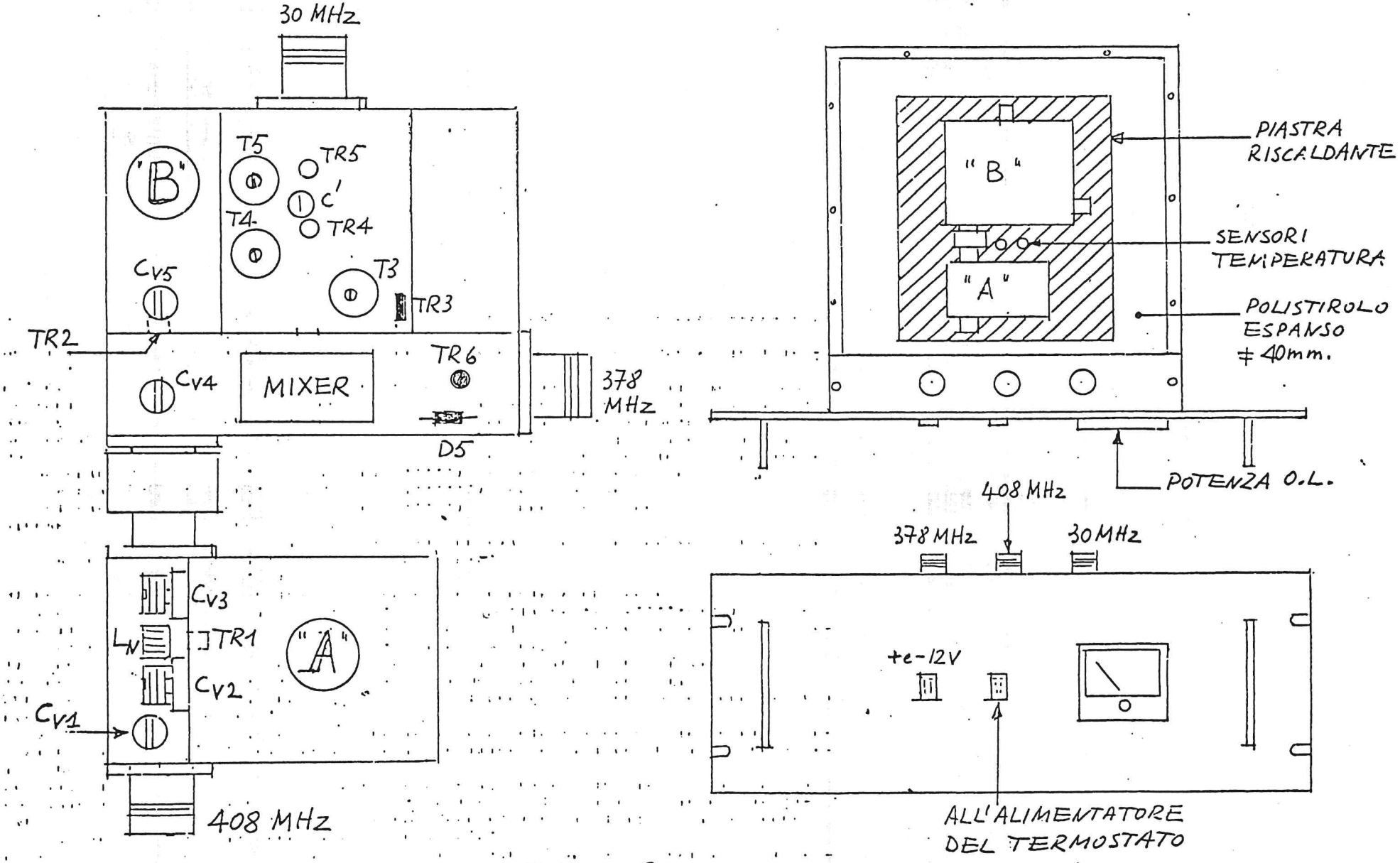

30 MHz
"B"
T5
TR5
C'
T4
TR4
T3
TR3
Cv5
TR2
Cv4
MIXER
TR6
378 MHz
D5
Cv3
TR1
Cv2
Cv1
"A"
408 MHz
"B"
"A"
PIASTRA RISCALDANTE
SENSORI TEMPERATURA
POLISTIROLO ESPANSO ∓ 40mm.
POTENZA O.L.
408 MHz
378 MHz
30 MHz
+e-12V
ALL'ALIMENTATORE DEL TERMOSTATO

FIG. 2

3 - Il preamplificatore neutralizzato

L'analisi dei singoli blocchi indicati in fig. 1 inizia con una discussione dettagliata del circuito di ingresso. Il preamplificatore neutralizzato è contenuto, assieme ai filtri di ingresso e uscita, nella scatola A. Il transistore impiegato è un NEC 2N5650.

Il dimensionamento dei circuiti a linee associati parte dall'analisi dei parametri "s" forniti dal costruttore. Per 400 MHz, 10 V di V_{ce}, 3 mA di I_c essi sono:

$S_{11} = 0{,}486 \angle -65°$

$S_{21} = 5{,}092 \angle 109°$

$S_{12} = 0{,}06 \angle 61°$

$S_{22} = 0{,}759 \angle -24°$

Ad una frequenza relativamente bassa come i 400 MHz e per circuiti a banda stretta è più utile l'utilizzo dei parametri "y" . Con le formule di trasformazione che si omettono per brevità, si sono ottenuti i valori equivalenti:

$Y_{11} = (9{,}88 - i3{,}2)\ 10^{-3}$ Siemens

$Y_{21} = (59{,}6 - i55{,}6)\ 10^{-3}$ S

$Y_{12} = (-0{,}02 - i0{,}96)\ 10^{-3}$ S

$Y_{22} = (0{,}4 + i2{,}86)\ 10^{-3}$ S

Per il massimo trasferimento di energia sono necessarie delle reti LC, opportunamente dimensionate, da porre tra i reofori del transistore e i connettori di ingresso e uscita.

Tra tutte le reti possibili che realizzano il "conjugate matching" sono state scelte quelle con linea risonante con estremo in corto circuito per la loro azione filtrante alle frequenze più basse. Avendo scelto la condizione di minima temperatura di rumore, la trasformazione di ingresso sarà sensibilmente diversa da quella che garantirebbe il massimo guadagno. Il costruttore purtroppo non fornisce il valore della resistenza ottima di carico per la minima temperatura di rumore. Prove preliminari di laboratorio fissano il valore di tale resistenza a circa 250 ohm, ma il circuito pratico dovrà, realisticamente, prevedere elementi variabili in grado di compensare gli errori sia della stima citata che della misura degli stessi parametri del transistor fatta dal costruttore .

Il guadagno massimo del transistore si calcola con la relazione:

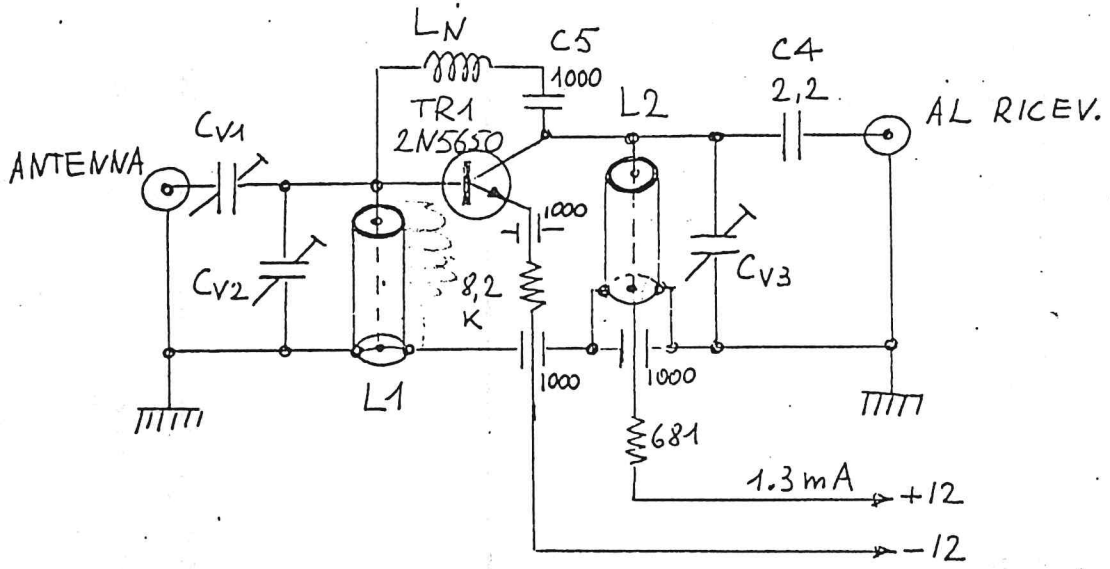
$$g_{max} = \frac{\left| Y_{21} - Y_{12} \right|^2}{4(G_{11} + G_{12})(G_{22} + G_{12})}$$

Sostituendo i valori si ha:

$$g_{max} = 436 \cong 26{,}4 \text{ dB}$$

Per il calcolo degli elementi circuitali del preamplificatore ci si riferisce alla fig. 3. Per ragioni di brevità si omettono i passaggi matematici. Si indicano invece le relazio-

PREAMPLIFICATORE



L_N = 15 spire serrate, filo 0,45 mm smaltato
supporto di avvolg. ϕ = 5 mm

C_5 = Pastiglia "no lead" 1000 pF

$C_{V1,2,3}$ = ERIE 1,3 ÷ 6,7 pF

FIG. 3

ni letterali che potrebbero essere utilizzate in altre occasioni.

Per dimensionare la lunghezza della linea di ingresso L_1 è necessario conoscere la capacità complessiva di ingresso. Quella dovuta al transistore vale:

$$C_{in} = Im - \frac{Y_{11} + Y_{12}}{\omega}$$

sostituendo si ottiene $C_{in} \cong$ 2 pF

Se R_{ott} per il minimo di temperatura di rumore è 250 ohm, la reattanza di C_{vl} vale:

$$X_{C_{vl}} = R_{in} \left[\frac{R_{ott}}{R_{in}} - 1 \right]^{1/2}$$

Vedi Retiadattamento Antenne

sostituendo si ha che: $X_{C_{vl}} = 100$ ohm $\rightarrow C = \frac{1}{\omega X_{C_{vl}}}$

per cui a 408 MHz $C_{vl} \cong 4$ pF

Solo una parte di questa capacità viene vista in parallelo e vale:

$$X_{C_{vlp}} = X_{C_{vl}} \left[1 + \left(\frac{R_{in}}{X_{C_{vl}}} \right)^2 \right]$$

come dire 125 ohm che equivalgono a circa 3 pF.

La capacità di ingresso può ora essere stimata in una decina di pF a cui corrisponde una reattanza di 39 ohm.

La lunghezza della linea di ingresso è facilmente calcolabile con la relazione:

$$l_L = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{X_c}{Z_o}$$

dove con Z_o si è indicata la impedenza caratteristica della linea stessa. Ricordando che tale impedenza, per la minima perdita, deve essere 75 ohm, si ha:

$$l_L = 55 \text{ mm}$$

Il rapporto dei diametri per realizzare la linea è stato ricavato dalla nota formula:

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{k}} \log \frac{D}{d}$$

Imponendo a d il diametro commerciale di 2 mm., D risulta di 7 mm. In pratica la linea è stata ricavata facendo un foro di 7 mm. di diametro nel blocco di ottone che costituisce la scatola A .

Per il circuito di uscita valgono le stesse relazioni integrate da considerazioni sul Q del circuito che in questa circostanza è importante.

Fissata una banda passante di 30 MHz, il Q caricato risulta:

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} = 14$$

Il Q è anche definito come

$$Q = \frac{R}{X_C}$$

dove R è la resistenza complessiva in parallelo costituita dalla R_o del transistore e dal carico di uscita convenientemente trasformato.

La resistenza di uscita del transistore vale:

$$R_o = \frac{1}{G_{22} + G_{12}}$$

sostituendo si ottiene: $R_o = 2600$ ohm

Per un Q di 14 è per una capacità di uscita uguale, in prima approssimazione, a quella di ingresso ($X_{C_{out}} = 39\ \Omega$)

tale resistenza deve invece essere:

$$R = Q\ X_c = 550 \text{ ohm}$$ parallelo 2600//700

Il carico di uscita dovrà allora essere trasformato da 50 a 700 ohm. In queste condizioni si calcola subito C_4 che risulta essere di 2,2 pF equivalenti a una capacità parallelo di 1,9 pF.

$X_c = R_{in}\left[\frac{R_{out}}{R_{in}} - 1\right]^{\frac{1}{2}}$

La capacità d'uscita del transistor vale:

$$C_o = -\frac{B_{22} + B_{12}}{\omega}$$

cioè poco meno di un pF. Detraendo dai 10 pF stimati le due capacità ora viste e circa 3pF di capacità parassite. il valore di C_{v3} diventa:

$$C_{v3} = 10 - (0,7 + 1,9 + 3,0) \cong 4,5 \text{ pF}$$

La lunghezza della linea di uscita si calcola con la relazione nota. In questa circostanza Z_o è fissato in 50 ohm.

Per comodità infatti nell'apposito foro praticato nella scatola di ottone viene introdotto uno spezzone di cavo coassiale RG8/U (ovviamente senza calza metallica esterna).

Sostituendo i valori noti, la lunghezza della linea d'uscita risulta essere 77 mm. in aria e di conseguenza di 50 mm. in considerazione della costante dielettrica della linea effettivamente impiegata. In pratica i valori calcolati risultano lunghi per il fatto che si e trascurata la inevitabile dimensione lineare dei reofori del transistor tutt'altro che insignificante. (Si confrontino i dati della tabella I).

Il circuito di neutralizzazione prevede la capacità di isolamento della d.c. C_5 e la induttanza L_N di valore:

$$L_N = \frac{1}{\omega B_{12}}$$

A 408 MHz e con la suscettanza ricavata dai parametri y si ha: $L_N = 0,4\ \mu H$

Lo sfasamento prodotto dalla parte reale di Y_{12} di 50 Kohm è trascurabile perchè va confrontato coi 1000 ohm della reattanza di L_N. Se si tiene conto anche del segno di $Re(Y_{12})$ si vede che il Q di L_N non potrà essere basso. Il limite inferiore è dato da' $Q = R_p/X_{L_N} \simeq 50$ che è un valore facilmente raggiungibile con induttanze prive di nucleo di regolazione.

La tabella seguente è molto significativa e dimostra la ottima corrispondenza tra valori calcolati e quelli effettivamente realizzati nel prototipo.

TABELLA I

	CALCOLATO	OTTENUTO	NOTE
Guadagno	26,4 dB	24 dB	
Banda	30 MHz	>20 MHz	contr. dell'input
Temp. Rum	<100 °K	<100 °K	valore NEC
L_1	55 mm.	50 mm.	in aria
L_2	50 mm.	40 mm.	con dielettrico
C_1	4 pF	~ 4 pF	trimmer capacitivo
C_4	~ 2,2 pF	2,2 pF	valore commerc.
L_N	~ 0,4 µH	0,5 µH	Q ≅ 150

La corrente ottima di lavoro del 2N5650 è risultata di circa 1,3 mA ed è determinata dalla resistenza ad alta stabilità in serie all'emitter del transistor.

4 - Amplificatore RF e Mixer

Con questi stadi inizia la descrizione della scatola B, il ricevitore vero e proprio. Il mixer essendo tra l'altro un dispositivo passivo, ha una temperatura di rumore di circa 1600 °K. Se tra mixer e preamplificatore non fosse interposto un altro amplificatore a 408 MHz, il contributo del mixer al rumore complessivo sarebbe:

$$\frac{T_{mix}}{G_{preamp.}} = \frac{4000}{250}^{+)} = 16\ ^\circ K$$

un valore intollerabile per la nostra applicazione.

+) 4000 °K a causa del contributo della F.I. (vedi in seguito).

Lo stadio comprendente il transistore TR2 nello schema di fig. 4 è dunque necessario. Se il contributo massimo di temperatura viene fissato a 2 °K è facile risalire al guadagno minimo richiesto:

$$T_{Ric} = G_{preamp.} \times 2°K \cong 500\ °K$$

Di conseguenza, se la temperatura intrinseca di TR2 viene prudentemente fissata a 200 °K, si ha:

$$500 = 200 + \frac{4000}{Gamp}$$

Infine $G_{amp} \cong 14$ volte $\cong 12$ dB

Tale guadagno si ottiene facilmente da uno stadio con risuonatore in ingresso e collettore aperiodico. In queste condizioni la neutralizzazione diventa superflua il che costituisce una notevole semplificazione.

Per il calcolo degli elementi circuitali ci si avvale di quanto già acquisito: gli ingressi di TR1 e TR2 sono identici.

All'unione delle scatole A e B, C_{v4} risulterà in serie a C_4 costituendo l'elemento variabile da cui dipende la banda passante del filtro L_2-L_3 + capacità associate. La corrente dello stadio è mantenuta ad un valore doppio di quella di TR1 e questo in ossequio alla logica che le correnti di lavoro debbano essere sempre più alte, in proporzione all'aumentato livello dei segnali da amplificare. La resistenza di collettore è stata determinata sperimentalmente per ottenere la minima perdita di corversione del mixer.

Il mixer utilizzato in questo progetto è un prodotto commerciale TEKO. Le sue caratteristiche salienti a 400 MHz sono:

1) - perdita di conversione: $\leq$ 8 dB

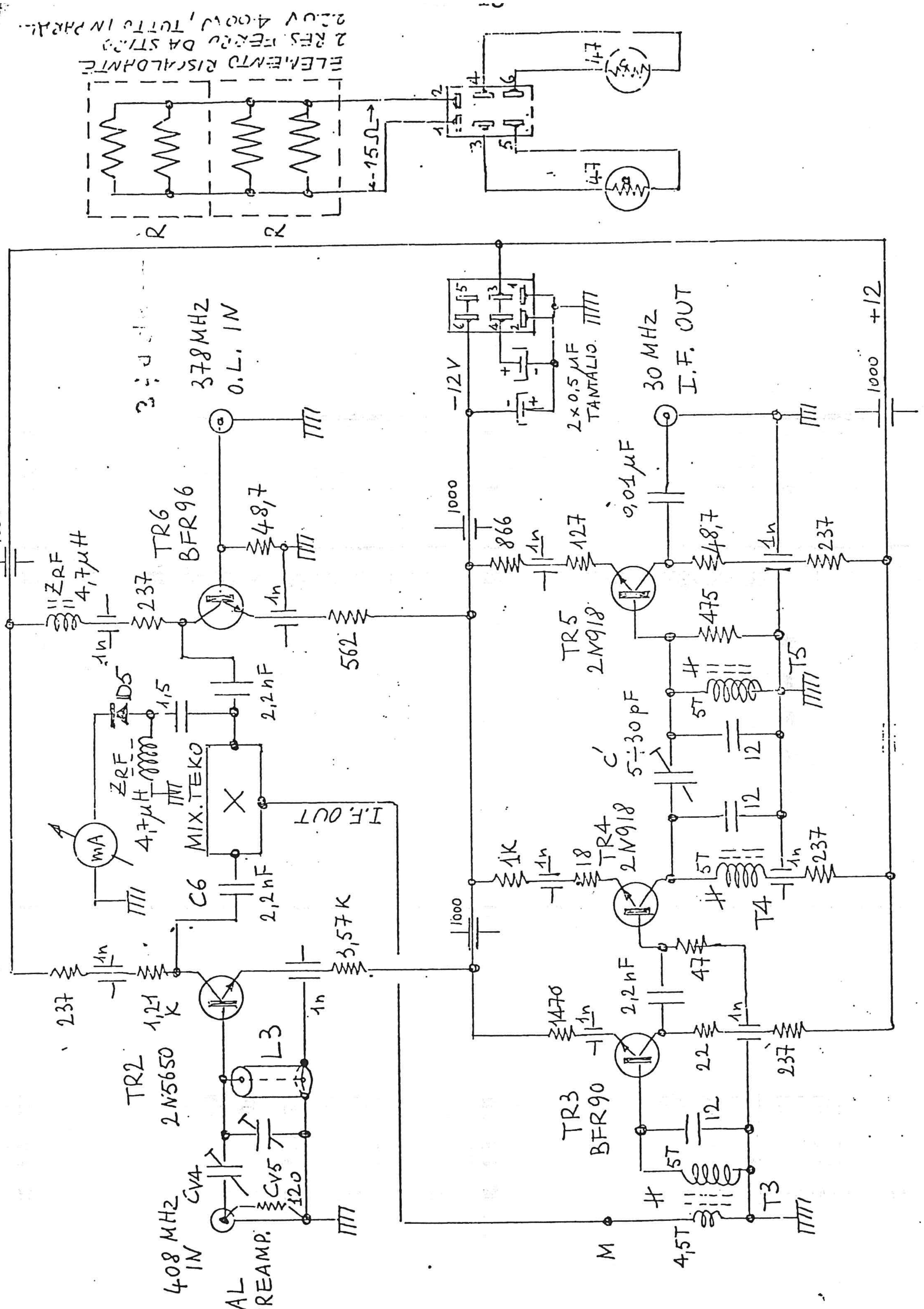

ELEMENTO RISCALDANTE
2 RES. FERRO DA ST.20
220V 400W, TUTTO IN PARAL.
R
R
-15Ω
47
47
378 MHz
O.L. IN
TR6
BFR96
ZRF
4,7μH
1000
237
1n
48,7
562
2,2nF
D5
1,5
ZRF
4,7μH
mA
MIX. TEKO
I.F. OUT
C6
2,2nF
3,57K
237
1,21K
TR2
2N5650
L3
1n
408 MHz
IN
CV4
CV5
120
AL
PREAMP.
-12V
2×0,5μF
TANTALIO
30 MHz
I.F. OUT
0,01μF
1000
866
1n
127
48,7
1n
237
TR5
2N918
475
T5
5T
C'
5÷30pF
12
12
1K
1n
18
TR4
2N918
5T
1n
237
T4
1000
1470
1n
2,2nF
47
TR3
BFR90
22
1n
237
12
5T
T3
4,5T
M
+12
1000

FIG. 4

2) - isolamento fra gli ingressi: > 20 dB

3) - potenza minima di O.L. : ≥ 1 mW

4) - temperatura di rumore: > 8 dB (vedi in seguito)

5) - ingressi R.F. : 50 ÷ 600 MHz

6) - uscita F.I. : d.c. ÷ 600 MHz

7) - impedenza nominale di ingresso o uscita: 75 ohm

La perdita di conversione varia fortemente a potenze minori di un mW. Per ragioni di stabilità di guadagno e di buon comportamento nei confronti di segnali forti, un mW è da ritenere un limite inferiore non superabile. In fig. 5 è rappresentato il tipico andamento potenza-perdita di conversione mentre in fig. 6 è indicato lo schema elettrico del dispositivo.

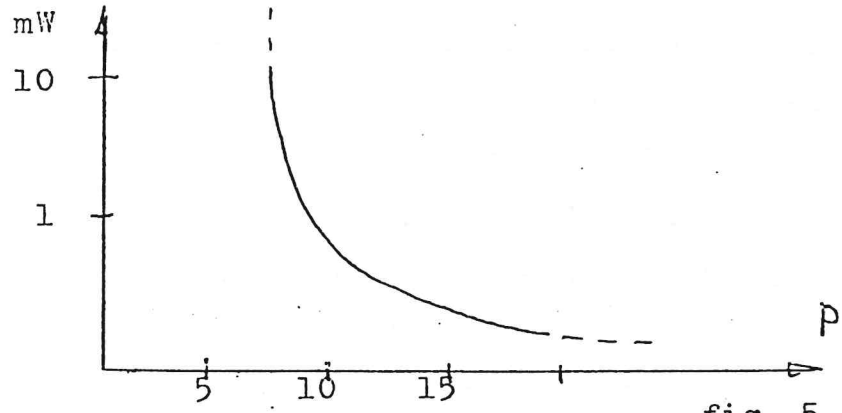
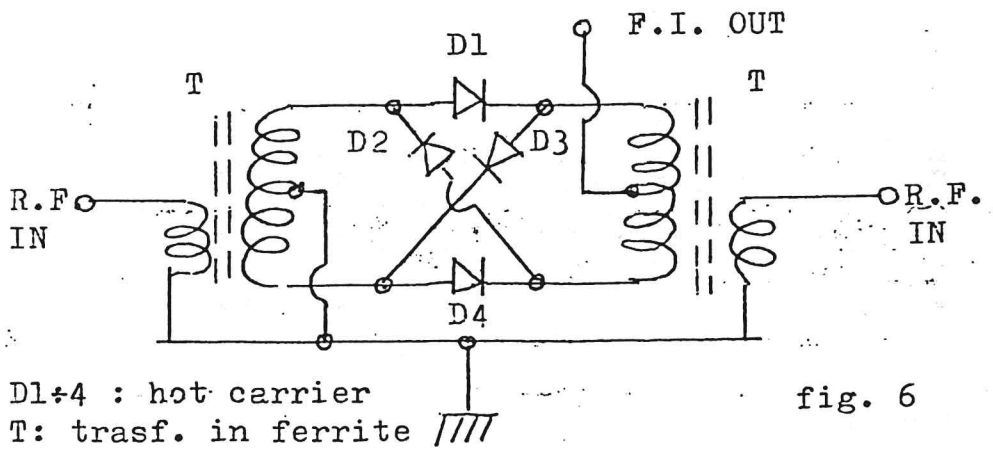


fig. 5



D1÷4 : hot carrier
T: trasf. in ferrite

fig. 6

5 - L'amplificatore a F.I. (media frequenza)

E' già stato detto che l'alta temperatura di rumore del mixer dipende anche dallo stadio amplificatore a media frequenza che immediatamente lo segue (TR3 in fig. 4). La temperatura di rumore letta all'ingresso della F.I. , nel punto M è risultata di circa 400 °K . La temperatura all'ingresso del mixer vale allora:

$$T_{mix} = T_{propria} + \frac{T_{F.I.}}{Gmix}$$

cioè:

$$T_{mix} = 1600 + \frac{400}{0,16} \simeq 4000\ ^{\circ}K$$

Il transistore BFR90 ha intrinsecamente una temperatura sensibilmente più bassa di 400 °K a 30 MHz. Il peggioramento è provocato dalle perdite del nucleo a olla costituente il trasformatore T3. Ragioni pratiche come la schermatura dei circuiti e la banda passante, vietano l'uso di soluzioni diverse a minor perdita (salvo ovviamente l'uso di olle di qualità migliore). La temperatura di rumore è stata ottimizzata agendo sul rapporto spire di T3, tenendo in debito conto anche che il mixer avesse la opportuna terminazione.

La banda passante di questo primo stadio è vicina ai 20 MHz e quindi entra poco nella determinazione della banda complessiva che verrà fatto fra poco. Il circuito di uscita è ad accoppiamento RC che evita la necessità di una neutralizzazione spesso problematica. In effetti e per la stessa ragione, tutti gli stadi a F.I. operano sempre su un solo circuito risonante : se esso è posto in ingresso il circuito d'uscita è RC e viceversa.

Il guadagno di TR3 è stato regolato sperimentalmente alla quantità richiesta agendo sul valore della resistenza di collettore. La corrente del transistor è stata fissata in circa 8 mA, un valore relativamente alto, per le ragioni viste in precedenza.

La banda passante della F.I. e del ricevitore nel suo complesso è determinata dai due circuiti risonanti accoppiati posti tra i transistori TR4 e TR5. Lo schema elettrico di principio è quello di fig. 7

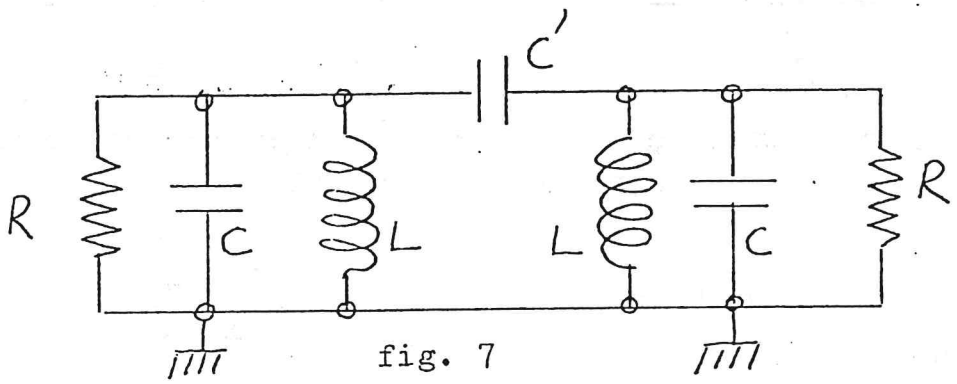


fig. 7

per il calcolo dei componenti sono state utilizzate le relazioni:

$$C = \frac{f_1}{2\pi f_2 (f_2 - f_1) R}$$

$$L = \frac{R(f_2 - f_1)}{2\pi f_1 f_2}$$

$$C' = \frac{f_1 + f_2}{4\pi f_1 f_2 R}$$

dove:

f_1 = frequenza più bassa della risposta a -3 dB
f_2 = frequenza più alta " " " -
R = resistenza di carico

Ponendo f_1= 25 MHz ; f_2= 35 MHz ; R= 500 ohm e sostituendo si ottengono:

C≅ 23 pF L≅ 1 μH C'≅ 11 pF

Le induttanze L (indicate con T4 e T5 nello schema di fig. 4) sono in olle di ferrite (Siemens, materiale K1, gap 1 mm., permeabilità 25,2, 5 spire di filo smaltato di Ø = 0,45 mm.) per evitare che si accoppino fra loro e con il restante circuito in un modo non controllabile. L'esatta banda passante viene ottenuta agendo su C' e sui nuclei regolabili delle olle.

Il carico di T5, a causa della alta impedenza d'ingresso di TR5, è mantenuto a circa 500 ohm da una resistenza in parallelo. Al valore calcolato della capacità parallelo C di 23 pF vanno detratte le capacità di ingresso e uscita dei due transistori, quelle distribuite, quelle delle induttanze.

La capacità da aggiungere fisicamente in circuito è di 12 pF, un valore commerciale comodo.

Per un buon funzionamento a livelli di segnale elevati, le correnti di TR4 e TR5 sono mantenute a circa 12 mA. Pur non essendo tali correnti di esercizio particolarmente gravose, il "case" dei due transistori è forzato in un apposito foro della scatola B che in tal modo funziona anche come "heat sink".

Per migliorare ulteriormente le prestazioni nei confronti della saturazione a livelli di segnale elevati, sia a TR4 che a TR5 è stato introdotto un grado crescente di reazione negativa non by-passando parte della resistenza di emitter.

Sfortunatamente questa operazione peggiora sia il guadagno che la temperatura di rumore del singolo stadio. Una gradualità di applicazione è quindi necessaria. Nel nostro progetto si passa infatti dai 18 ohm di TR4 ai 127 ohm di TR5.

L'uscita a 30 MHz viene prelevata ai capi di una resistenza di 49 ohm posta sul collettore di TR5. Tale resistenza fissa una impedenza d'uscita molto prossima al valore nominale (50 ohm) del lungo cavo coassiale di collegamento tra ricevitori distribuiti lungo l'antenna e il posto centrale.

6 - Amplificatore RC a 378 MHz

Questo amplificatore dell'oscillatore locale è necessario in quanto alle cabinette di ricezione arrivano solo 0,2 mW ≈6dBu in E-W e poco meno di 1 mW in N-S. Come già piu volte detto, il nostro mixer, per un corretto funzionamento, necessita di una potenza di almeno 1 mW. Si rende allora necessario amplificare di 6 ÷ 8 dB il segnale proveniente dalla "centrale". Si è scartato a priori l'uso di amplificatori accordati che comportano rischi di autooscillazioni se non criticamente neutralizzati, senza contare problemi di stabilità di fase.

Un amplificatore RC, anche se notoriamente limitato dalle capacità parassite, può ancora essere usato con successo a frequenze prossime ai 400 MHz purchè venga usato un ottimo transistor e una buona disposizione circuitale. Il BFR96, di cui il costruttore Philips non fornisce che scarne e limitate caratteristiche, si è dimostrato particolarmente adatto. Lo schema di impiego è quello relativo a TR6 nello schema di fig. 4. La resistenza di collettore è stata ottimizzata per la minor perdita di conversione del mixer.

Da notare che la resistenza di 48,7 ohm di ingresso non può essere grande a piacere pena la possibilità di innesco di oscillazioni parassite. Nella nostra configurazione l'amplificatore è però incondizionatamente stabile per ogni impedenza d'ingresso. La corrente del transistor che assicura un guadagno sufficiente è di 20 mA fissati come al solito dal valore della resistenza di emitter.

Una piccola parte del segnale R.F. d'uscita viene rettificata e inviata allo strumento presente sul pannello frontale del ricevitore. Tale indicazione risulta molto utile per una rapida verifica di tutta la sezione O.L.

7 - Istruzioni per la taratura

Si collega l'ingresso del "Polyscop" al connettore di uscita a F.I.. Si dissalda il primario di T3 dal mixer (punto M) e lo si collega tramite un cavetto coassiale all'uscita del polyscop. Si osserva la banda passante a 30 MHz e si regola la stessa agendo sul trimmer capacitivo C' e sui nuclei delle olle T4 e T5 facendo attenzione a non introdurli troppo. La banda dovrà essere piatta per almeno 4 MHz centrati a 30 MHz e larga 13 MHz nei punti a -3 dB. La regolazione del nucleo di T3 è irrilevante. Il guadagno, direttamente rilevabile, dovrà essere di circa 35 dB. Si collega ora il generatore automatico di rumore al posto del polyscop facendo però seguire lo stadio in prova da un amplificatore esterno a 30 MHz. (L'amplificatore esterno di 30 dB circa di guadagno è necessario per permettere il corretto funzionamento dello strumento di misura). La figura di rumore sarà compresa

fra i 3 e i 4 dB. Si regoli TR3 per il minimo.

Si ripristinino le condizioni iniziali e si forniscano 0,5 mW a 378 MHz sul connettore appropriato. Si colleghi l'ingresso del polyscop all'uscita della F.I. L'uscita del polyscop, regolato per 408 MHz, va ora collegata all'ingresso della scatola B. Si faccia il massimo regolando C_{v4} e C_{v5}. Lo strumento sul pannello frontale del ricevitore dovrà segnare circa 1/4 del f.s. Il guadagno, misurabile con la semplice ispezione degli attenuatori dello strumento, sarà di 43 dB. La frequenza immagine a 348 MHz sarà a circa lo stesso livello dei 408 MHz.

Si colleghi ora il polyscop al preamplificatore e si faccia il massimo a 408 MHz, regolando C_{v1}, C_{v2} e C_{v3} badando che la banda passante sia maggiore di 20 MHz. Si inverta l'ingresso con l'uscita e si accerti che il guadagno inverso sia almeno 50 dB al di sotto di quello diretto. Se così non fosse si ritocchi la posizione di L_N per il minimo passaggio di segnale.

Si uniscano ora le scatole A e B e si colleghi l'uscita del polyscop all'ingresso del preamplificatore. Si dissaldi C6 dal mixer e lo si colleghi, tramite cavetto coassiale, all'ingresso del polyscop. Si regolino C_{v3}, C_{v4} e C_{v5} per formare una banda piatta di almeno 10 MHz centrati a 408 MHz. La frequenza immagine è ora convenientemente attenuata. Si ripristini il collegamento di C6 e si colleghi l'ingresso del polyscop all'uscita F.I. del ricevitore. Tra l'uscita del polyscop e l'ingresso del ricevitore, per evitare saturazione, è ora necessario porre un attenuatore esterno di circa 30 dB. Si controlli la banda passante di tutto il ricevitore e, se ritenuto necessario, si effettuino piccoli ritocchi.

Si colleghi ora il generatore automatico di rumore e si faccia il minimo regolando C_{v1} e C_{v2}. La lettura tipica è 1,2 dB.

Si controlli ancora la banda passante e si blocchino i nuclei di T3, T4 e T5 con una goccia di paraffina. Si chiudano le scatole A e B coi relativi coperchi. Si verifichi che la resistenza scaldante e i due sensori di temperatura non siano in corto con la massa o addirittura interrotti. Riempire il contenitore con palline di polistirolo espanso e chiudere col suo coperchio. La verifica finale prevede l'osservazione della banda passante a ricevitore pronto per l'uso e la violenta percussione dello stesso. Nulla deve cambiare.

8 - Varie

Il corretto funzionamento del ricevitore radioastronomico dipende anche da una efficace termostatazione. L'alimentatore del termostato può allora considerarsi parte non trascurabile del dispositivo di ricezione ed è per questa ragione che viene riportato il suo schema elettrico in fig. 8.

Tra l'altro, essendo stato progettato in tempi e da persone diverse e non essendo mai stato oggetto di alcuna descrizione c'era il pericolo che lo schema stesso andasse perduto.

Per la stessa ragione si riportano gli schemi di fig. 9 e 10 del sistema di distribuzione di O.L. dell'intero impianto di Medicina. Si è infatti constatato che alcuni dati essenziali erano tramandati a voce. In ogni caso nulla è stato pubblicato sull'argomento. Le misure di attenuazione sono state fatte nell'autunno del '76 .

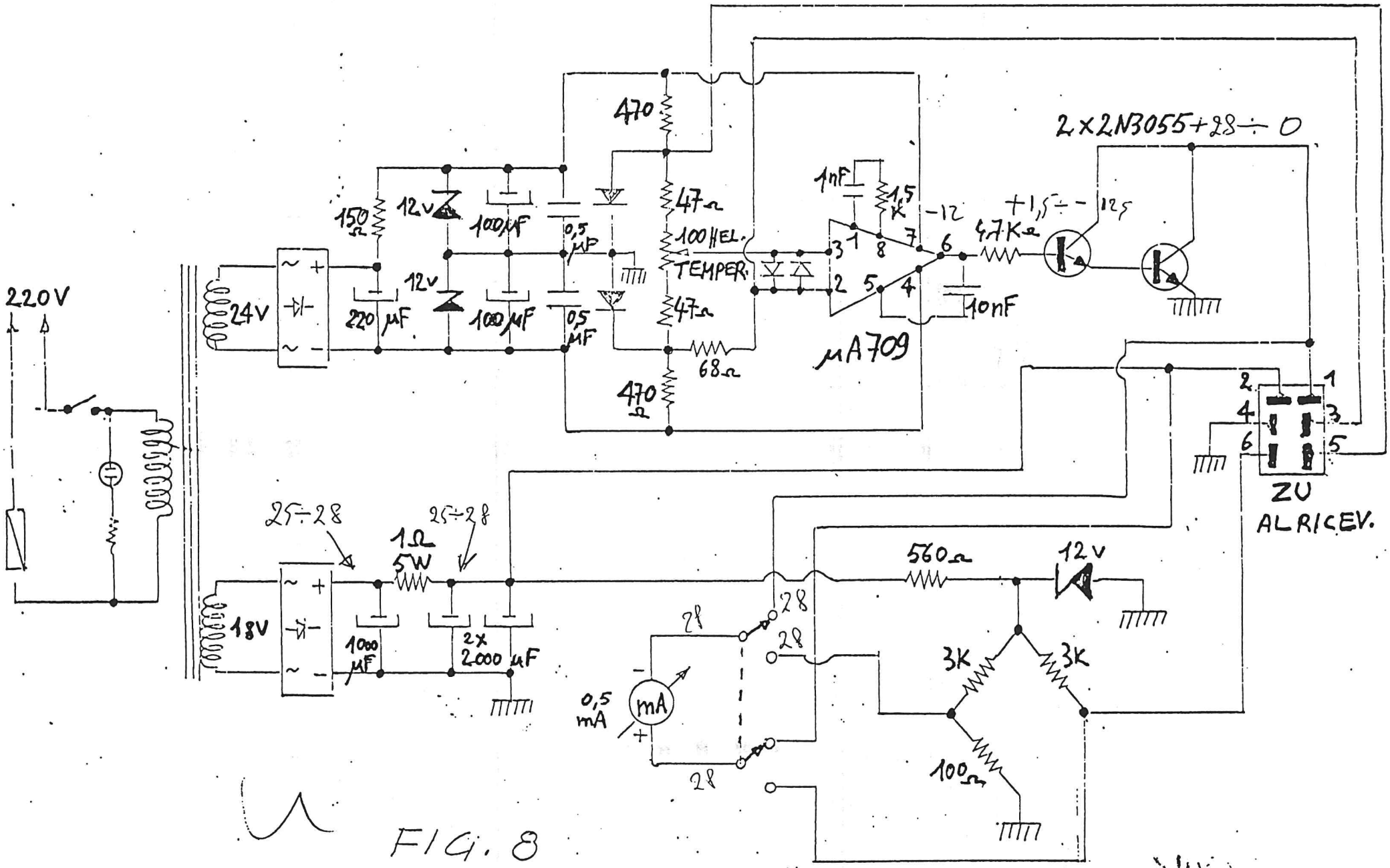

220V
24V
18V
150 Ω
12V
220 µF
100µF
0,5 µF
470
47Ω
100 HEL.
TEMPER.
68Ω
470 Ω
1nF
1,5 K
-12
µA709
10nF
4,7KΩ
+1,5÷-12,5
2×2N3055+28÷0
ZU
ALRICEV.
25÷28
1Ω
5W
1000 µF
2×
2000 µF
560Ω
3K
100Ω
0,5 mA
mA
28

FIG. 8

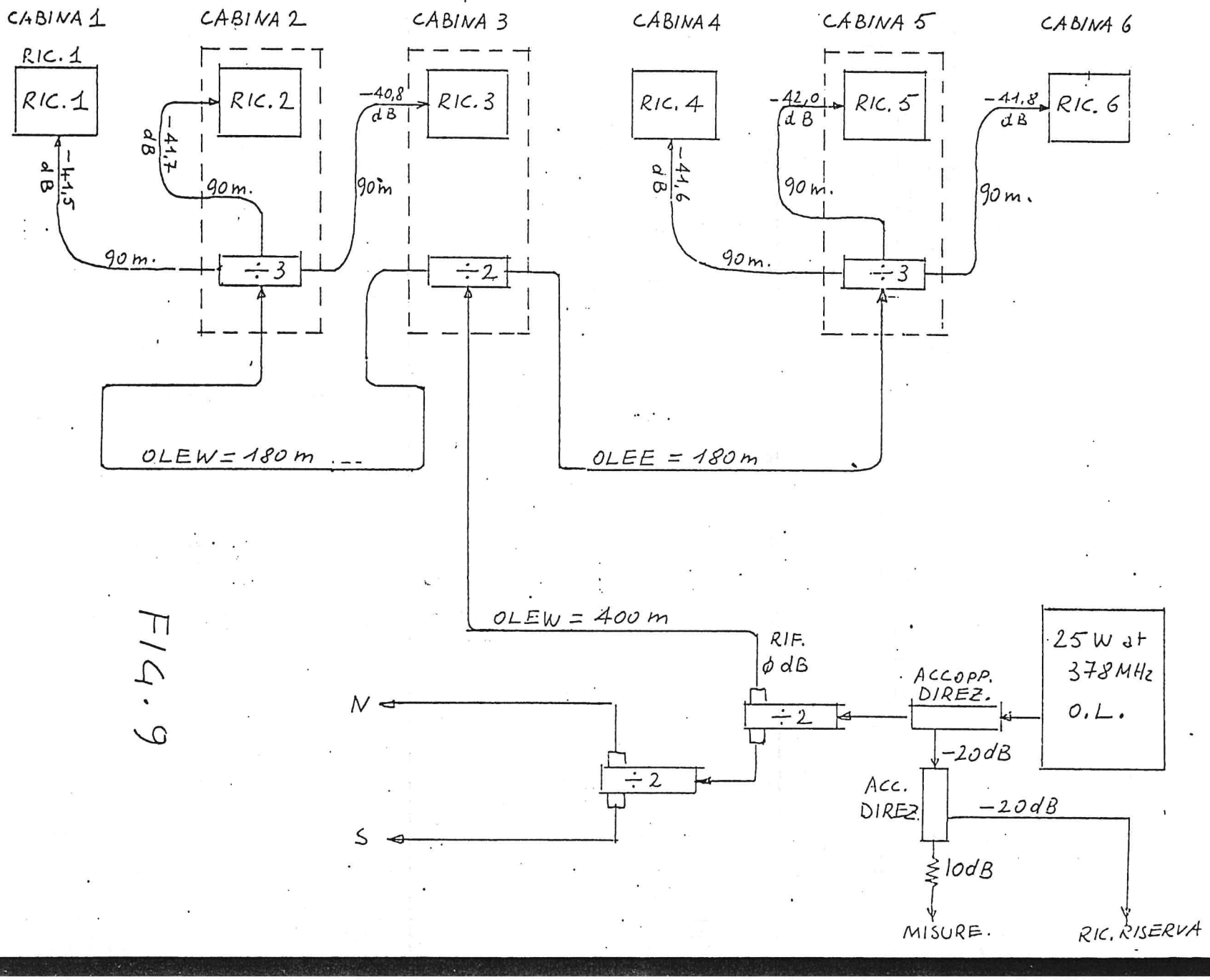

CABINA 1
CABINA 2
CABINA 3
CABINA 4
CABINA 5
CABINA 6
RIC. 1
RIC. 1
RIC. 2
RIC. 3
RIC. 4
RIC. 5
RIC. 6
-41,5 dB
-41,7 dB
-40,8 dB
-41,6 dB
-42,0 dB
-41,8 dB
90 m.
90 m.
90 m.
90 m.
90 m.
90 m.
÷3
÷2
÷3
OLEW = 180 m
OLEE = 180 m
OLEW = 400 m
RIF. ϕ dB
÷2
÷2
N
S
ACCOPP. DIREZ.
-20dB
ACC. DIREZ.
-20dB
10dB
MISURE.
RIC. RISERVA
25 W at 378 MHz O.L.

FIG. 9

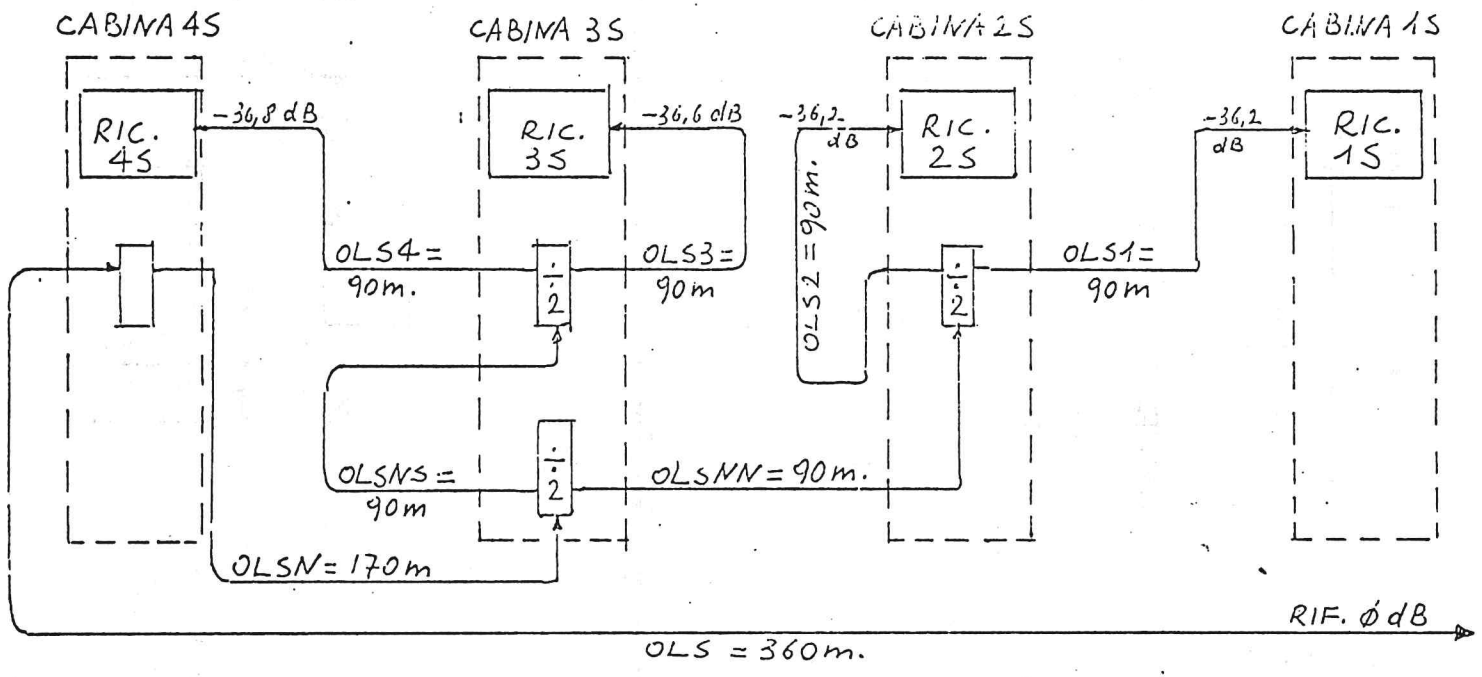
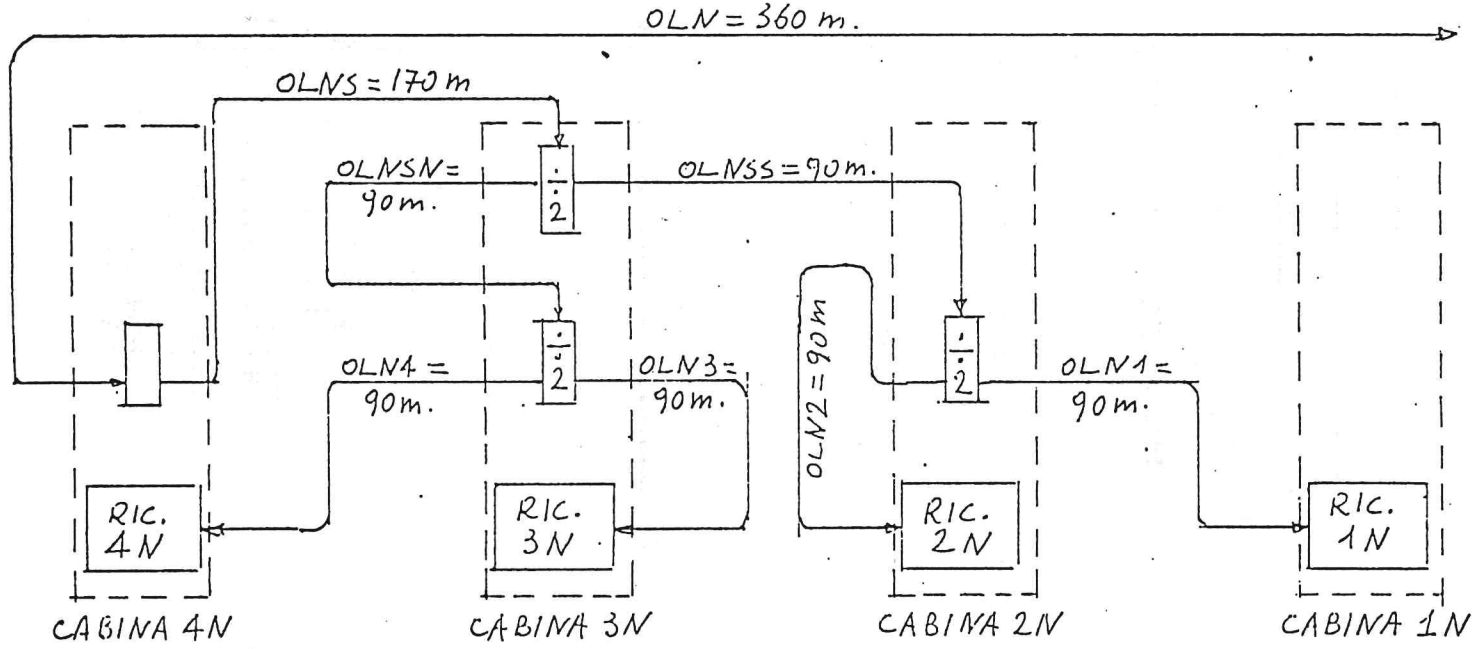


FIG. 10

(VEDI FIG. 9)