Titolo

Modifiche all'Oscillatore Locale del radiotelescopio "Croce del Nord"

C. Bortolotti, M. Roma, G. Tomassetti

Rapporto interno IRA 370/05

Indice:

- Introduzione pagina 3
- Descrizione delle modifiche apportate all'Oscillatore Locale 5
- Caratteristiche generali e considerazioni finali 8
- Schemi dei moduli originali dell'O.L. 11
- Schemi degli alimentatori dell'O.L. 15
- Schema della sicurezza ventilazione dell'O.L. 17
- Ringraziamenti 18
- Bibliografia 18

Allegati:

1. Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG
2. Caratteristiche dell'amplificatore M.C. ZHL-1010
3. Caratteristiche del filtro passa-banda LORCH 3BE-378/55-N
4. Caratteristiche del modulo Motorola MHW720A1 (utilizzato nel prefinale)
5. Rara copia dell'articolo estratto da "ALTA FREQUENZA", N.7 vol. XLI - 1972:
   Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W A 378 MHz
   (una delle prime versioni dell'O.L. , quando pilotava solo 10 ricevitori)
6. Copia di manoscritto con i calcoli originali per la progettazione
   dell'amplificatore di potenza dell'O.L., del Dr. G. Tomassetti

Introduzione

L'Oscillatore Locale (O.L.) del radiotelescopio "Croce del Nord", attivo in una banda centrata a 408MHz, è operativo da oltre 30 anni, nel corso di quali si è dimostrato particolarmente stabile in ampiezza-frequenza ed affidabile nel tempo.
Esso genera un segnale fisso a 378MHz con una potenza di 50W che, tramite una rete di divisori e cavi coassiali equalizzati in lunghezza **[Fig.1]**, viene distribuito nelle cabine E/W e N/S, nei cui ricevitori si realizza la conversione in media frequenza del segnale ricevuto: I.F. = 30MHz. La notevole potenza erogata è necessaria per compensare la forte attenuazione delle singole tratte, dovuta alla loro considerevole lunghezza che si aggira sui 700m ed ai numerosi divisori presenti.

A questo proposito si ricorda che la potenza tipica con cui l'O.L. arriva in ogni cabina è 1mW. Tale segnale viene poi amplificato di 7dB all'interno di ciascun ricevitore per migliorare il rendimento del mixer, che richiede 5mW come livello ottimale dell'O.L.

Gli alimentatori dell'O.L. col tempo invece hanno presentato alcuni problemi di deterioramento dei componenti, ed in parte sono stati sostituiti.

Recentemente alcuni programmi di ricerca hanno manifestato l'esigenza di ri-sintonizzare la banda ricevuta (ovviamente nei limiti operativi delle antenne e dei ricevitori) o di avere una precisione e stabilità di frequenza estrema; in particolare nei seguenti ambiti:

- test di algoritmi per la mitigazione delle interferenze radio (SKA)
- biologia molecolare tramite spettrometro ad alta risoluzione (isotopo C252α)
- ricezione di sonde tramite spettrometro ad alta risoluzione (Mars Polar Lander e Beagle 2 Lander).

La risposta tecnica a queste particolari richieste è stata fornita apportando alcune modifiche all'O.L., che vengono descritte qui di seguito.

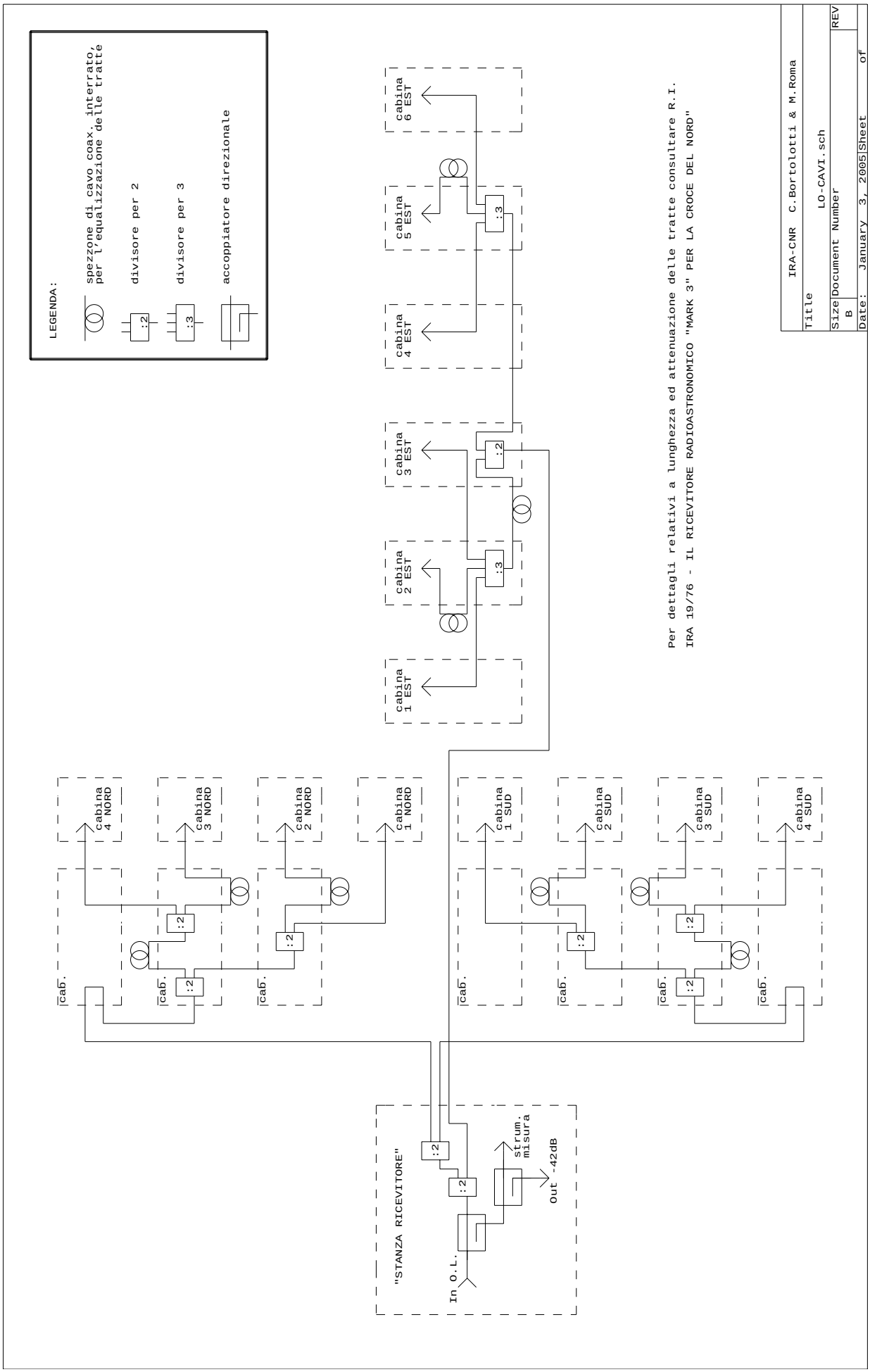


Fig.1 - Schema di distribuzione del segnale dell'Oscillatore Locale alle cabine E/W e N/S

Descrizione delle modifiche apportate all'Oscillatore Locale

Gli interventi sull'O.L. sono stati essenzialmente di 2 tipi: si è lavorato per renderlo sintonizzabile (in un limitato campo di frequenze) e per migliorarne la precisione e stabilità di frequenza.

Viste le sue indiscusse ottime caratteristiche, si è deciso di modificare l'O.L. il meno possibile, e comunque di renderlo ripristinabile nella sua configurazione originaria con un intervento tecnico di pochi minuti. Segue l'elenco dei principali moduli di cui era composto:

- *oscillatore 21MHz e moltiplicatore X 6 - pilota*
- *moltiplicatore X 3 ed amplificatore – pilota*
- *prefinale*
- *finale di potenza*
- *sicurezza ventilazione*.

L'idea è stata quella di sostituire i primi 2 moduli *pilota* con un generatore commerciale sintetizzato (con possibilità di riferimento di frequenza esterno) e di amplificarne poi il segnale per adeguarlo a quello richiesto dallo stadio *prefinale*.

Si è quindi provveduto ad acquistare un generatore "ricondizionato" di buona qualità, un RHODE&SCHWARZ mod. SMG con riferimento di frequenza esterno a 5 o 10MHz.
Tale segnale sarà fornito dallo standard di frequenza di Stazione, distribuito dal H-MASER.
Le caratteristiche dello strumento sono riportate nell'**Allegato 1.**

Siccome lo strumento eroga una potenza max di +13dBm, insufficiente a pilotare il modulo *prefinale* dell'O.L. (che richiede +20dBm), è stato necessario inserire un amplificatore RF della Mini-Circuits mod. ZHL-1010 con 11dB di guadagno.
Il livello di lavoro del generatore è quindi stato fissato a +9.5dBm.
Le caratteristiche principali di tale componente sono riportate nell'**Allegato 2.**

Dopo aver effettuato le modifiche sopra descritte, si è purtroppo dovuto constatare che l'uscita dell'O.L. presentava un anomalo e dannoso aumento del rumore a frequenze relativamente basse (in particolare attorno ai 30MHz), che deteriorava in modo considerevole la cifra di rumore dei ricevitori. E' plausibile che ciò sia da attribuire ad un cattivo adattamento tra il nuovo amplificatore e lo stadio *prefinale*. Per ovviare a questo inconveniente è stato inserito in uscita all'O.L. un filtro passa-banda della LORCH mod. 3BE-378/55-N, con caratteristiche di bassa perdita di inserzione per sopportare i 50W erogati dallo stadio finale.
La risposta in frequenza e l'adattamento del filtro sono riportate nell'**Allegato 3.**

In ultimo si è dovuto adattare il modulo *sicurezza ventilazione,* che in origine abilitava o meno l'alimentazione dell'*oscillatore* a 21MHz. Ora, tramite un apposito switch di commutazione, agisce sull'alimentazione dell'amplificatore Mini-Circuits, interrompendola qualora dovesse arrestarsi il flusso d'aria necessario al raffreddamento dei moduli di potenza.

Lo schema complessivo dell'O.L., nella sua configurazione attuale, è riportato nella **Fig.2**, mentre nella **Fig.3** vengono mostrate alcune foto dell'interno e del frontale del rack, a documentazione della disposizione dei nuovi componenti e delle modifiche apportate

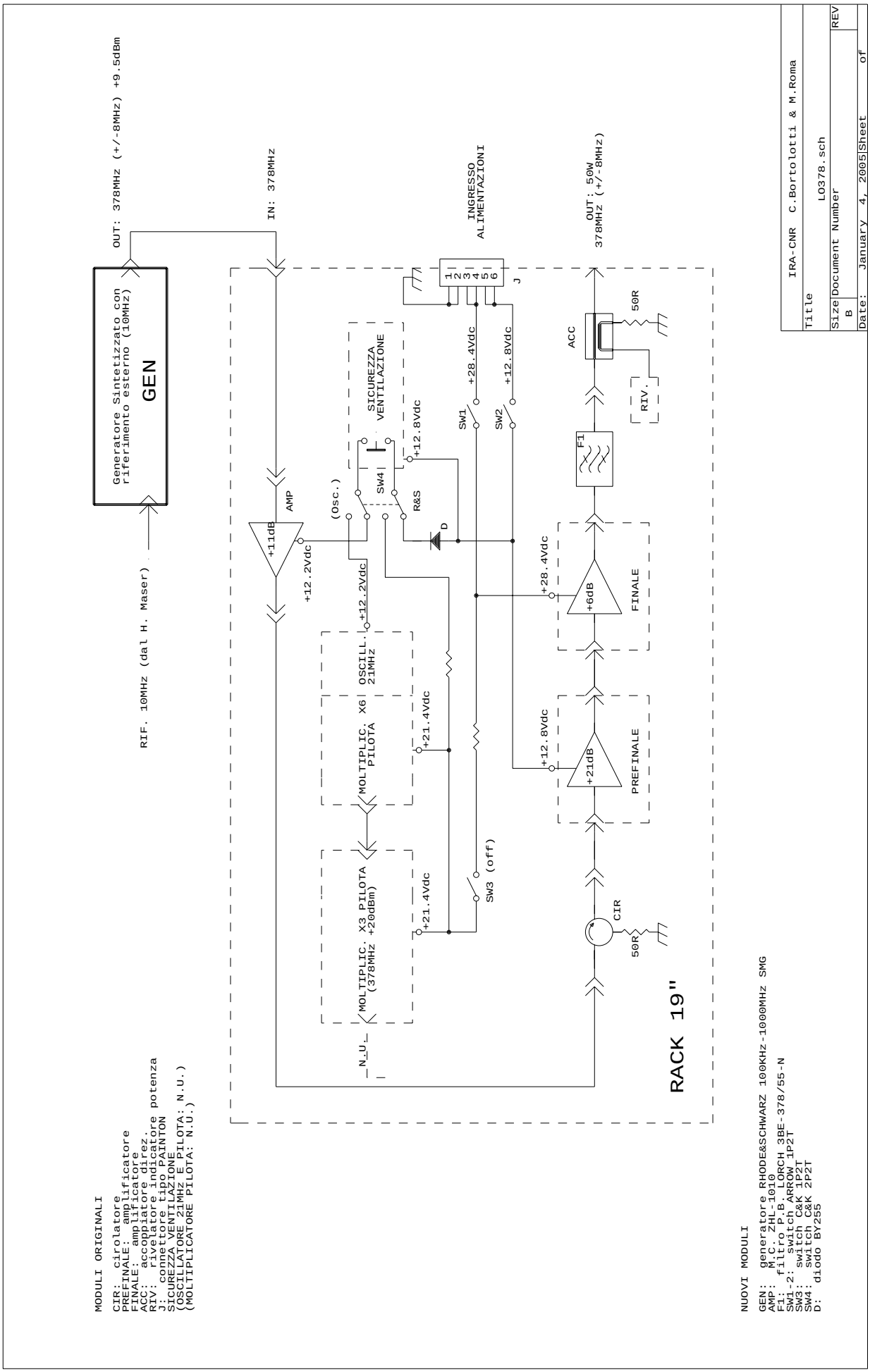


Fig.2 – Configurazione attuale dell'O.L.

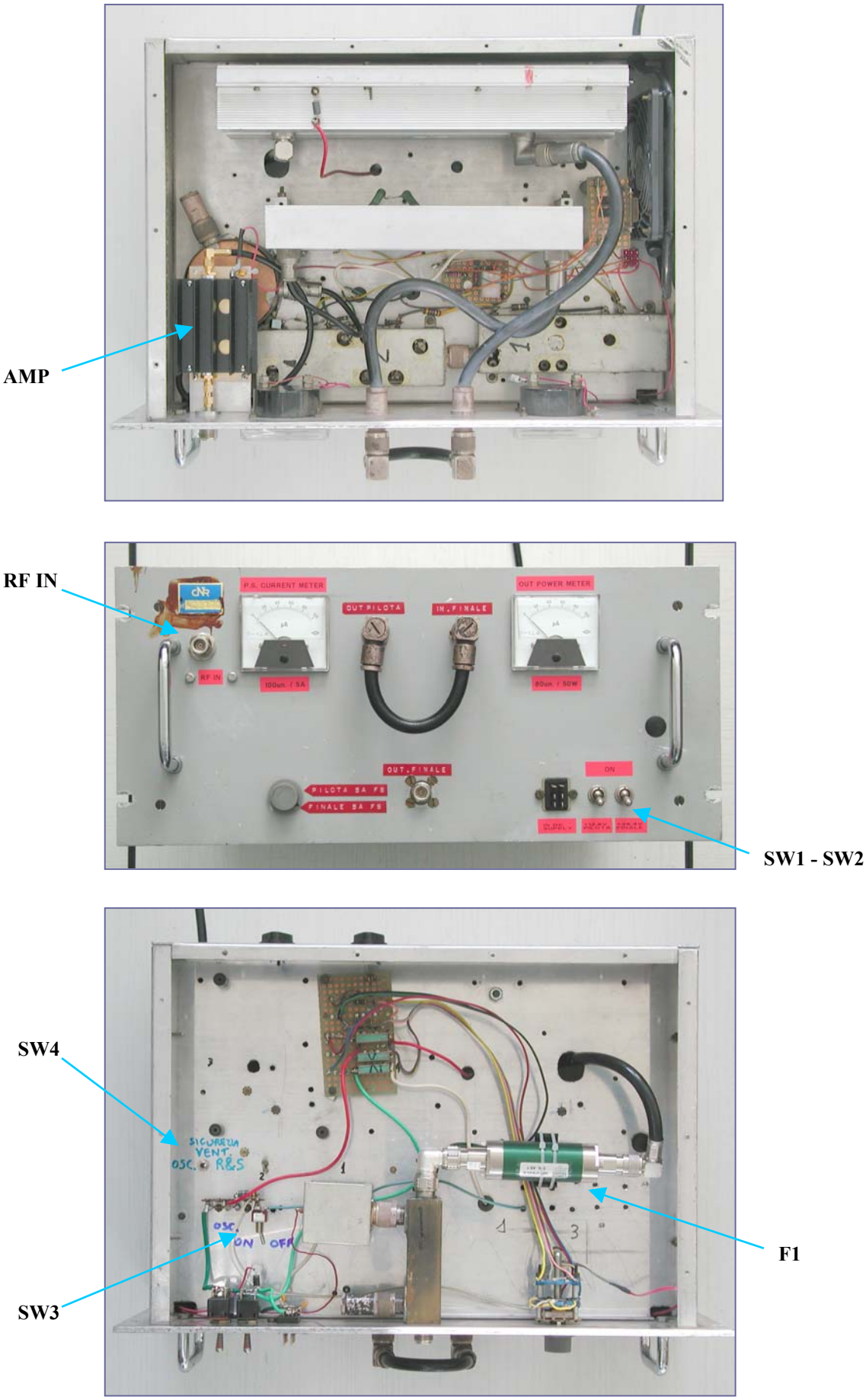


Fig.3 – Vista interna dall'alto, frontale ed interna dal basso del rack O.L.

Caratteristiche generali e considerazioni finali

Si premette che, dato l'alto livello RF in uscita (50W), nelle varie misure è stato impiegato un attenuatore di potenza della Mini-Circuits (mod.BW-40N100W) il quale, riducendone la potenza di 40dB, ha semplificato l'impiego della strumentazione ed evitato possibili danneggiamenti. Pertanto il livello delle misure deve essere aumentato di 40dB, per riportarlo al valore reale.

La sintonia dell'O.L. è limitata nel campo +/-8 MHz (Fo = 378MHz) principalmente dalla stretta banda passante del *prefinale* **[Fig.4]**, che si può ritenere relativamente piatta nell'intervallo sopra specificato: +/- 0.8dB.

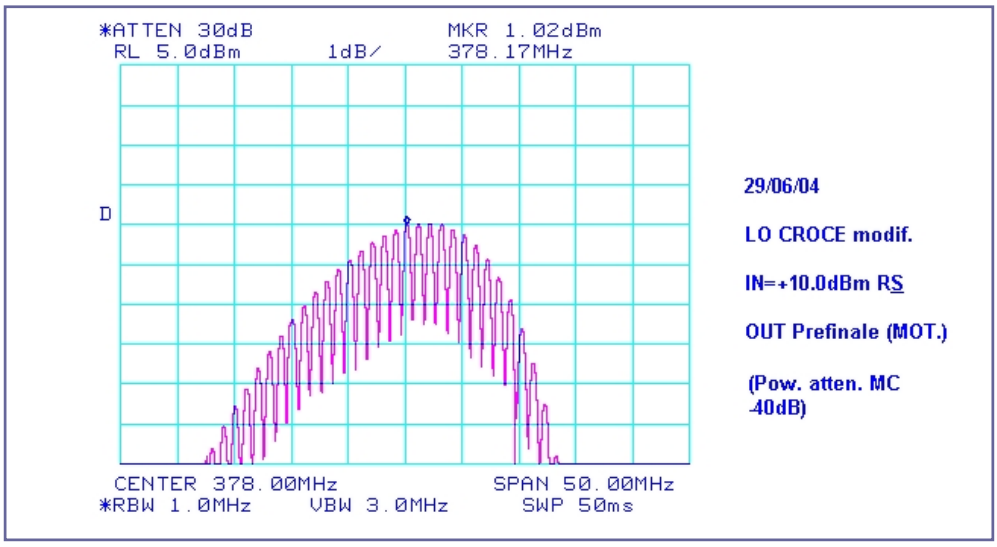


Fig.4 – Banda passante del *prefinale* (a passi di 1MHz)

In realtà, all'uscita del *finale*, la variazione di livello nella banda sopra specificata risulta ancora inferiore, ossia +/- 0.5dB, come riportato nello spettro di **Fig.5.**

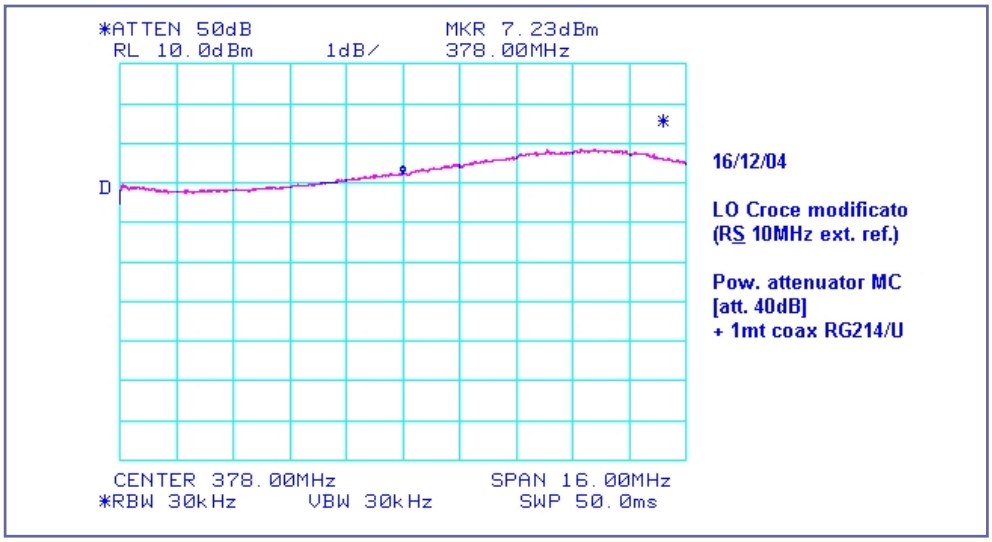


Fig.5 – Banda passante operativa dell'O.L.

In riferimento alle caratteristiche principali richieste ad un buon O.L., ossia:

- stabilità di frequenza ed ampiezza
- buona pulizia spettrale (livello minimo di spurie ed armoniche)
- basso rumore di fase
- basso contributo di rumore su tutta la banda (in particolare alle frequenze I.F.)

si ritengono soddisfacenti i primi risultati ottenuti da un'analisi strumentale, in attesa di ulteriori conferme derivanti dalle osservazioni radioastronomiche.

Le **Fig.6 e 7** mostrano alcune delle caratteristiche sopra elencate, riferite all'uscita dell'O.L.

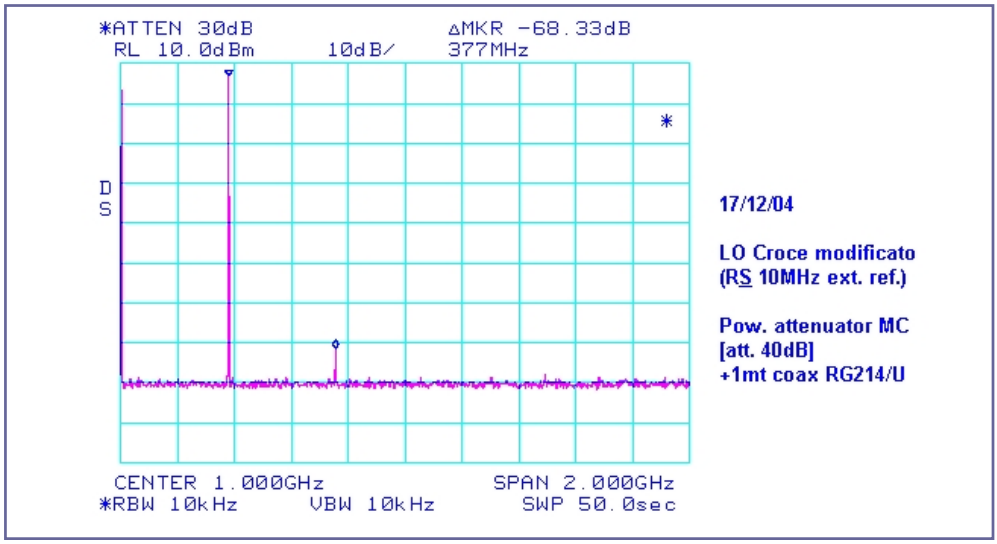


Fig.6 – Pulizia spettrale dell'O.L.

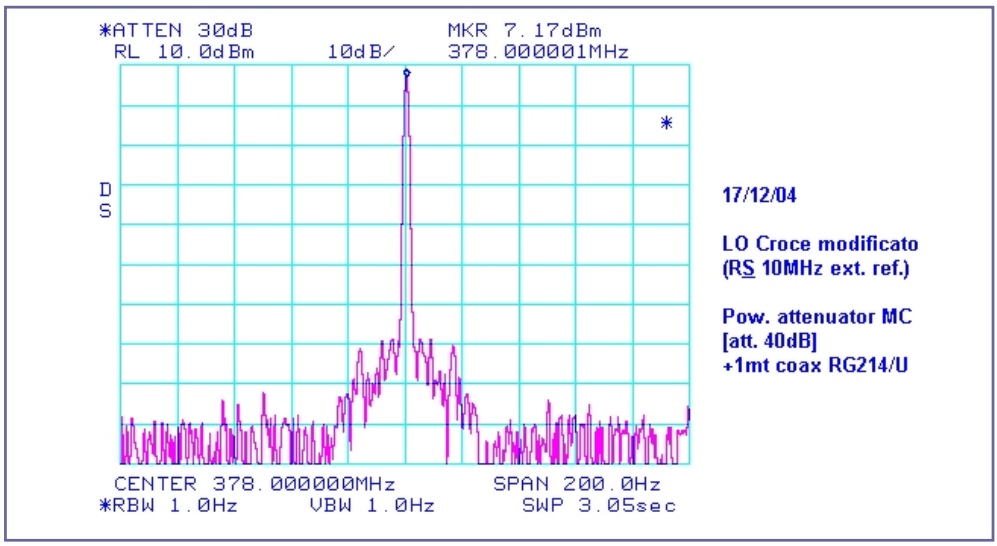


Fig.7 – Rumore di fase dell'O.L.

La foto riportata nella pagina successiva **[Fig.8]**, mostra l'insieme della sezione O.L., comprensiva di:

- generatore sintetizzato
- rack O.L.
- alimentatori,

così come collocata nella *stanza ricevitore*.

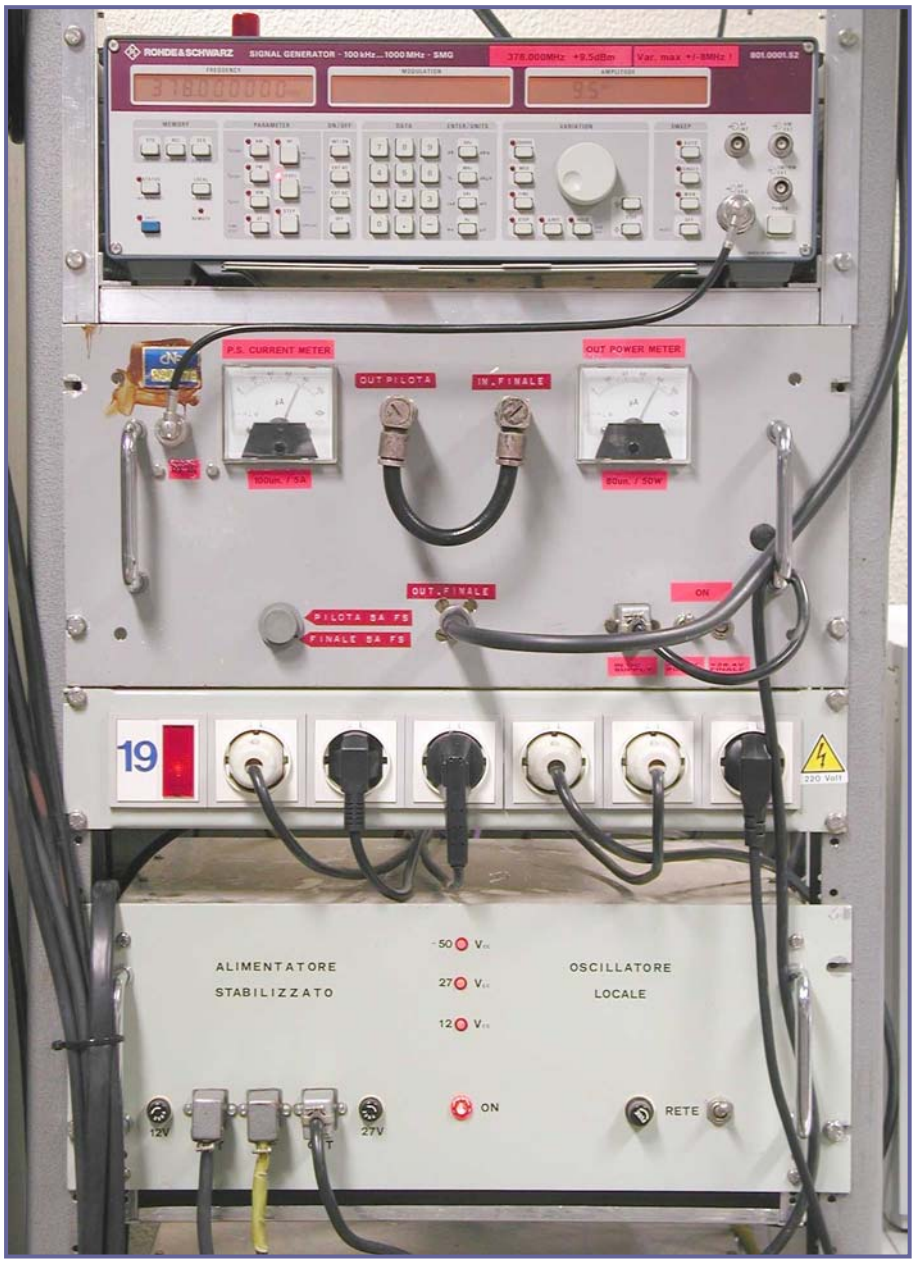


Fig.8 – Sezione O.L. della *camera ricevitore*

Nell'eventuale re-impostazione dei parametri di frequenza ed ampiezza del generatore R&S, **si raccomanda di non uscire dalla banda utile 370-386MHz mantenendo fisso il livello di +9.5dBm**, onde evitare un probabile danneggiamento degli apparati.
Cautela inoltre è richiesta anche in fase di manutenzione e messa in funzione dell'O.L.

Infine, ritenendo utile completare la raccolta della documentazione relativa all'O.L., si riportano di seguito **[Fig.9 - Fig.15]** le ultime (ed uniche) copie rimaste degli schemi di tutti i moduli originali e degli alimentatori, riadattati per l'attuale configurazione.

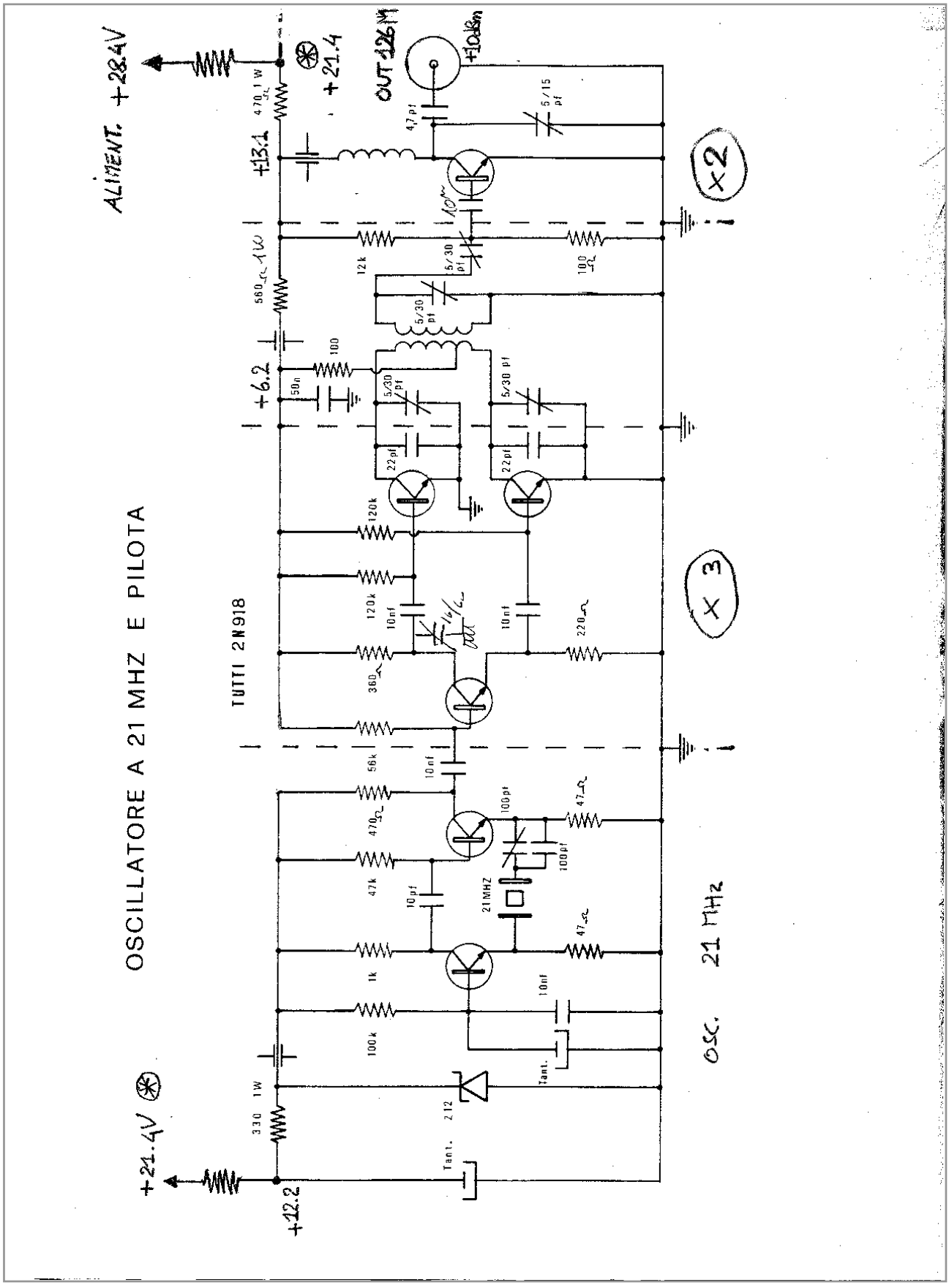


Fig.9 – Schema oscillatore 21MHz + moltiplicatore x 3 e x 2 (N.U.)

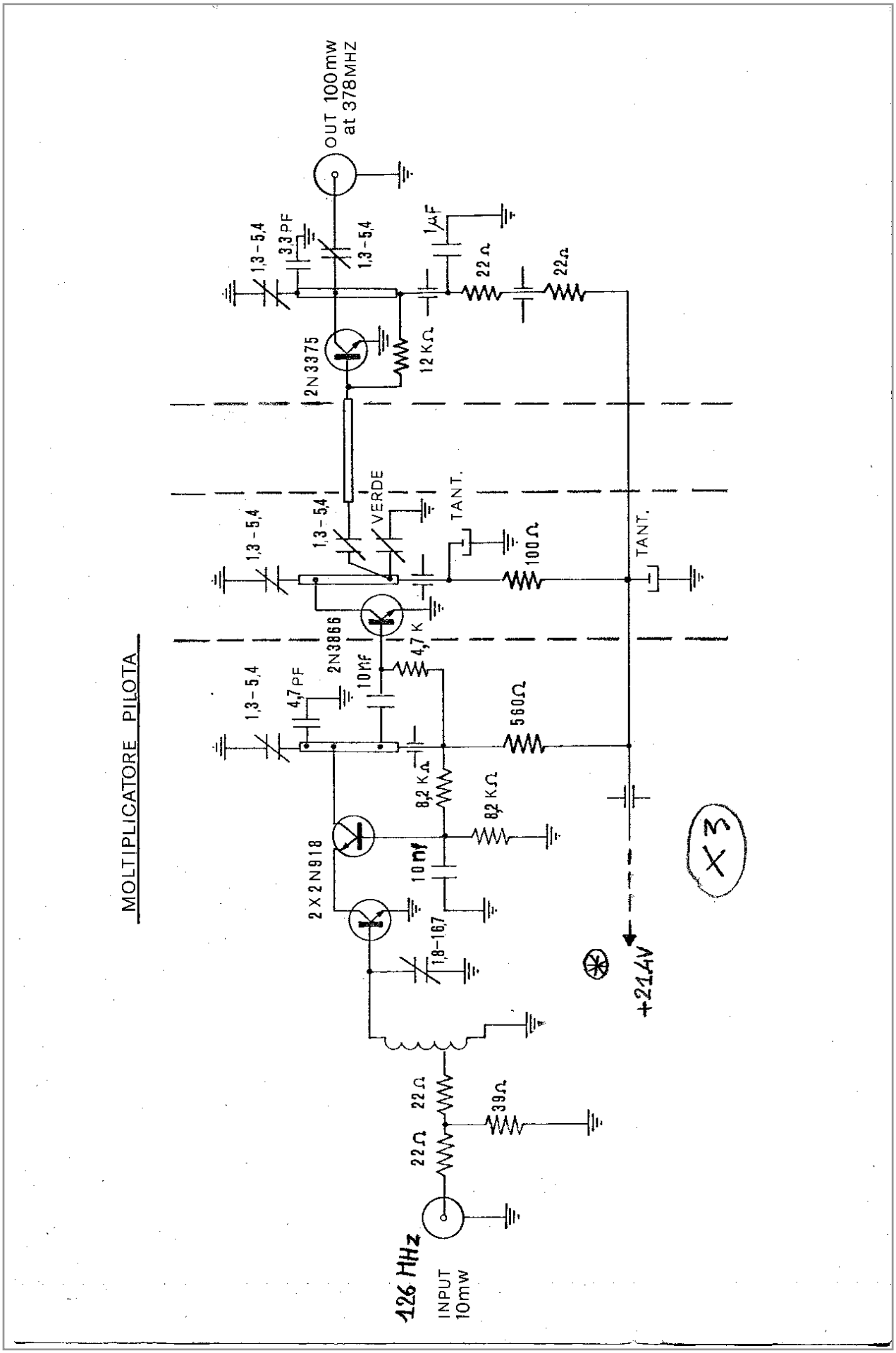


Fig.10 – Moltiplicatore x 3 (N.U.)

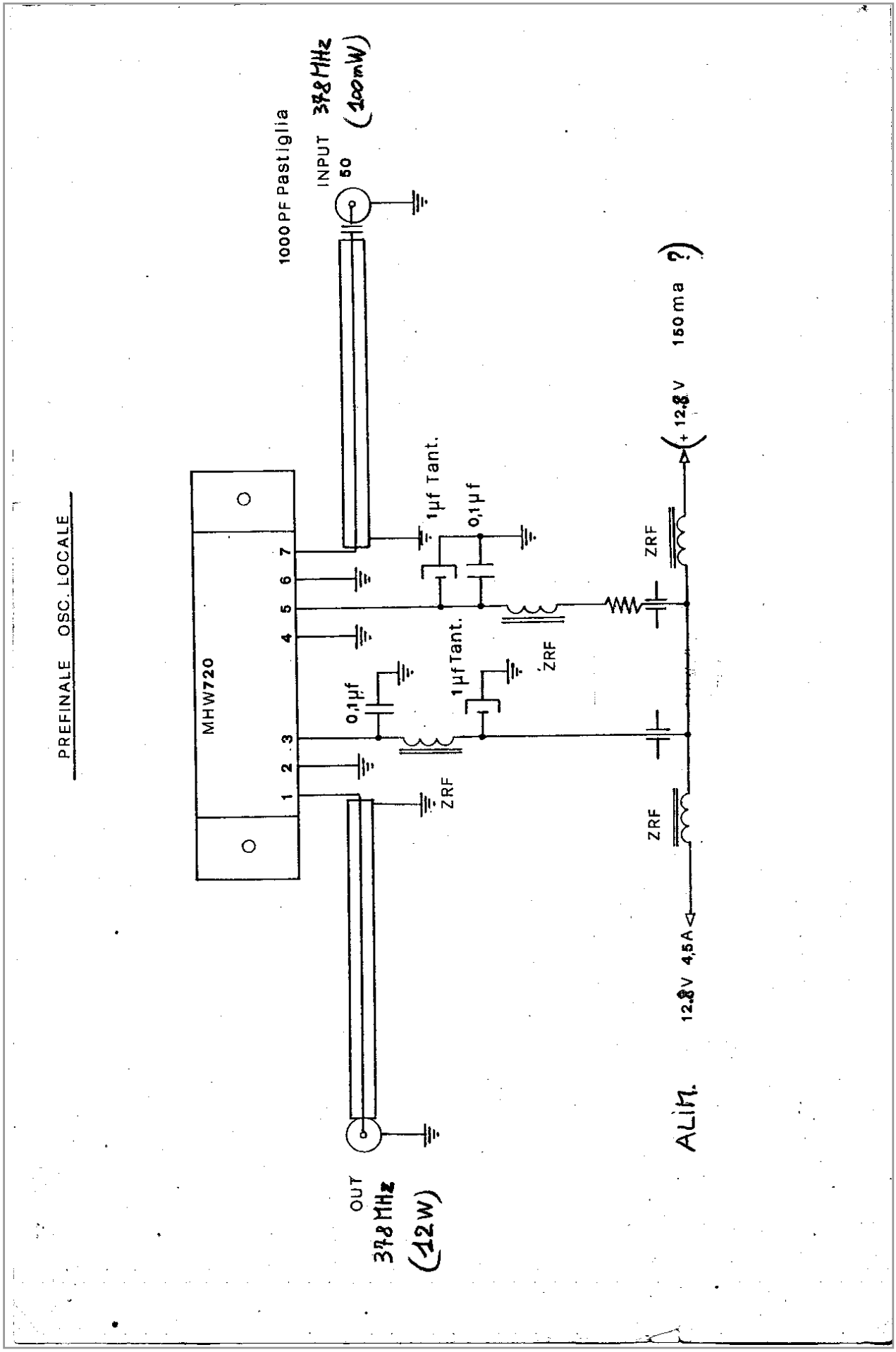


Fig.11 – Prefinale O.L.

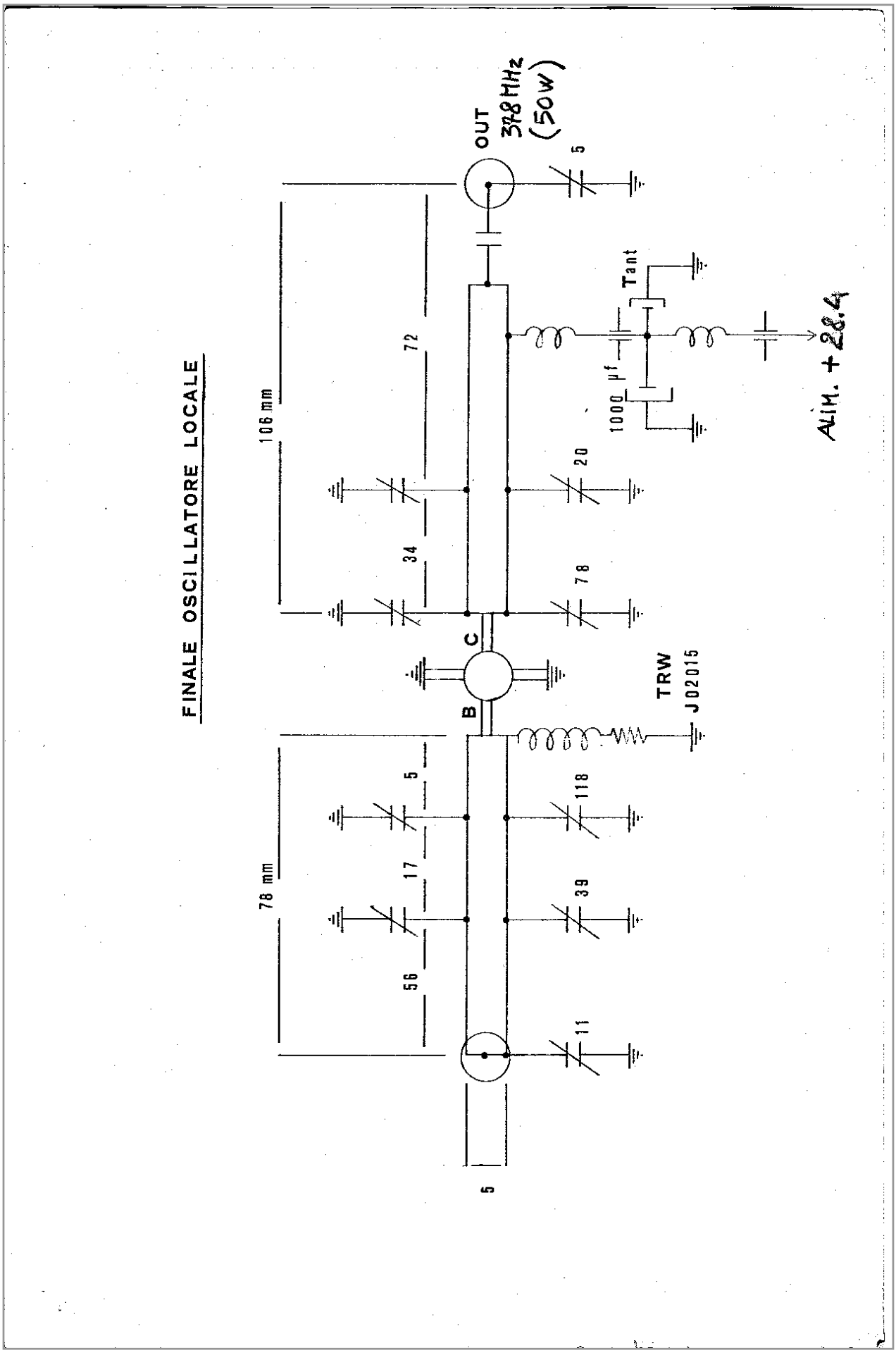


Fig.12 – Finale O.L.

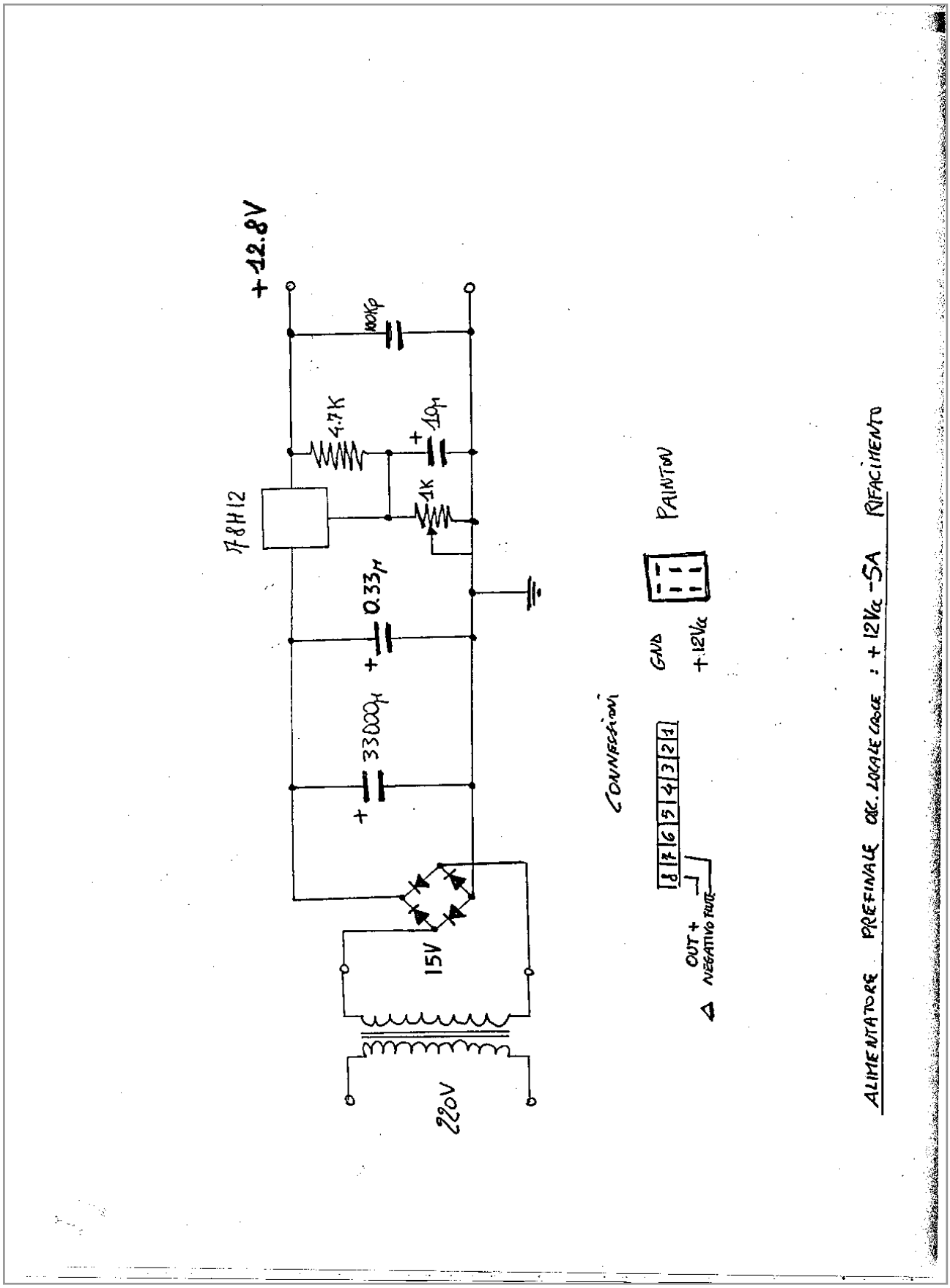


Fig.13 – Alimentatore prefinale e nuovo amplificatore M.C.

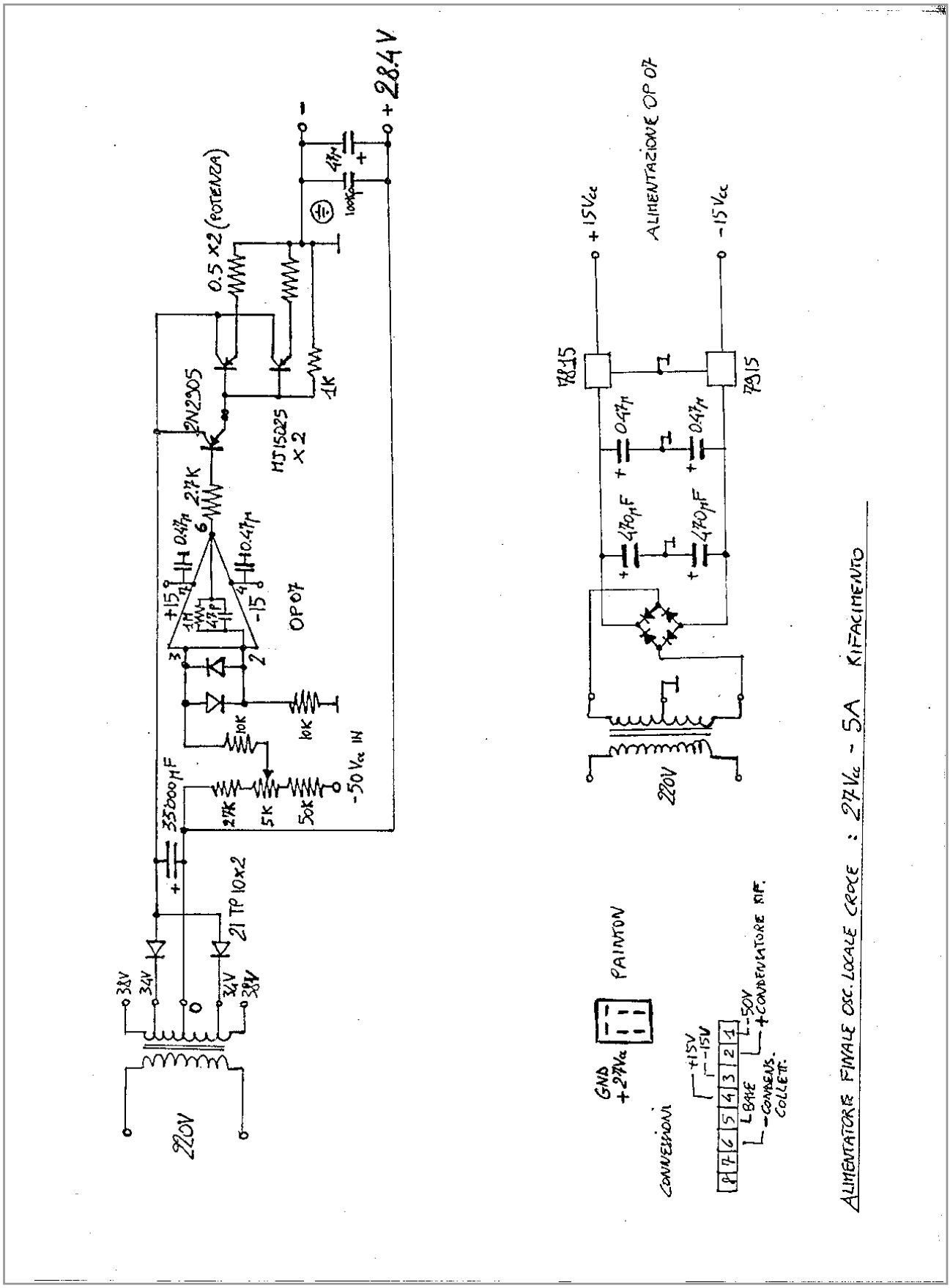


Fig.14 – Alimentatore finale (+ oscillatore e moltiplicatori - N.U.)

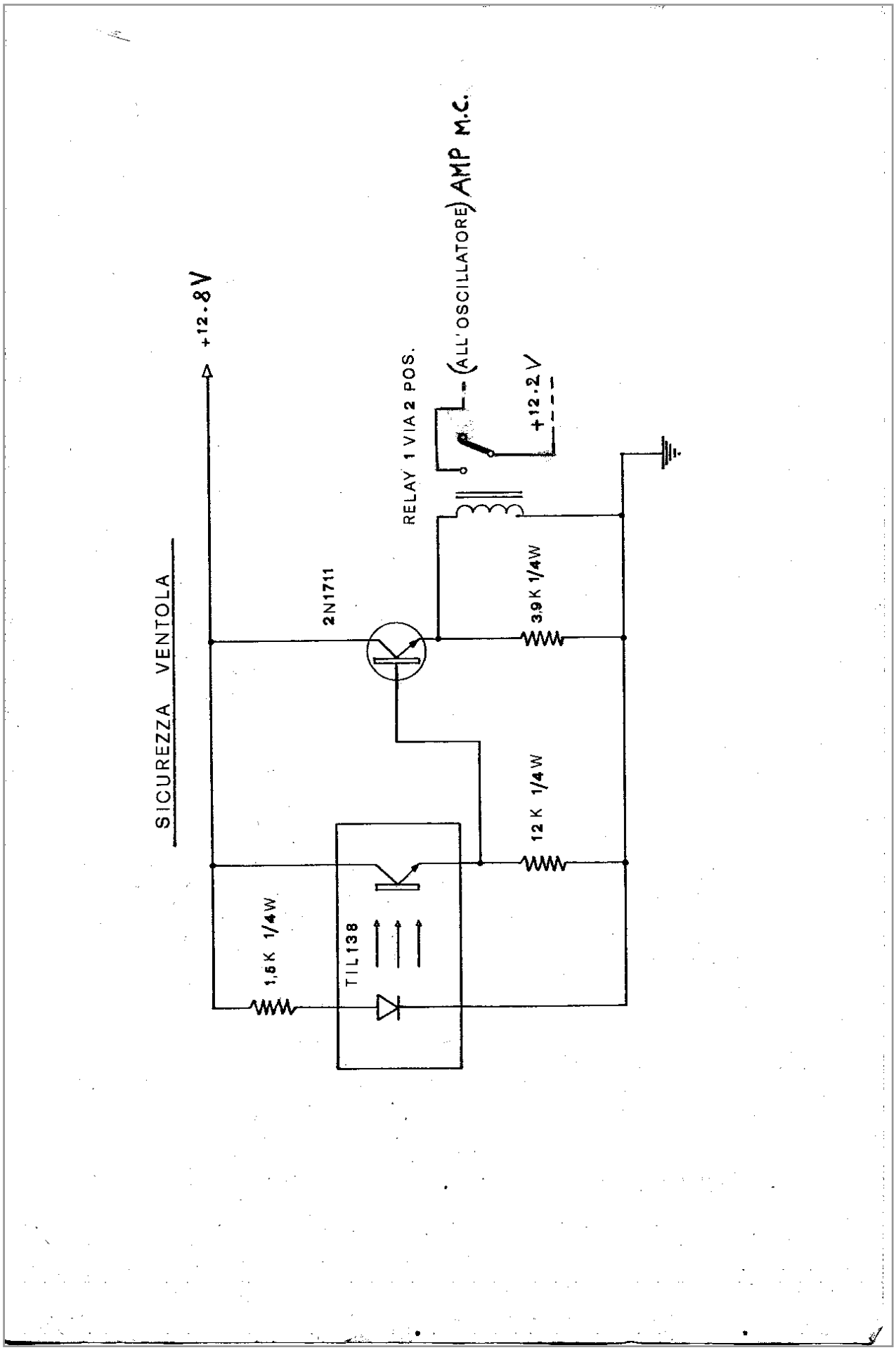


Fig.15 – Sicurezza ventilazione

Ringraziamenti:

Si ringrazia l'Ing. **S. Montebugnoli** per la preziosa collaborazione fornita.

Bibliografia:

- R. Ambrosini, L. Bentivogli, F. Magaroli, G. Minarelli, G. Sinigaglia, G. Tomassetti
  IL RICEVITORE RADIOASTRONOMICO "MARK 3" PER LA "CROCE DEL NORD"
  LRA 19/76

- G. Colla, G. Sinigaglia, G. Tomassetti
  GENERATORE DI RADIO FREQUENZA A TRANSISTORI DA 25 W A 378 MHz
  Estratto da "ALTA FREQUENZA" N.7 vol. XLI – 1972 – da pag. 542 a pag. 553

Seguono allegati:

1. Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG
2. Caratteristiche dell'amplificatore M.C. ZHL-1010
3. Caratteristiche del filtro passa-banda LORCH 3BE-378/55-N
4. Caratteristiche del modulo Motorola MHW720A1 (utilizzato nel prefinale)
5. Rara copia dell'articolo estratto da "ALTA FREQUENZA", N.7 vol. XLI - 1972:
   Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W A 378 MHz
   (una delle prime versioni dell'O.L. , quando pilotava solo 10 ricevitori)
6. Copia di manoscritto con i calcoli originali per la progettazione
   dell'amplificatore di potenza dell'O.L., del Dr. G. Tomassetti

SMG

Signal Generator SMG ♦ 0.1 to 1000 MHz without frequency doubling

- Frequency resolution 1 Hz
- Frequency setting time 15 ms
- High spectral purity
- No subharmonics
- AF and RF sweep
- Precise modulation: AM, FM, φM and pulse; FM: DC to 100 kHz

IEC 625 Bus

The **Signal Generator SMG** is a fast, high-resolution synthesizer featuring great ease of operation and universal modulation and sweep capabilities. Precise level setting using a mechanical attenuator is as a matter of fact as modern processor technique. The high technical standard of the SMG is manifested in the spectral purity, short measuring and setting times, low spurious as well as in the automatic and permanent functional monitoring.

Characteristics, uses

With its high-quality characteristics and comprehensive basic equipment the Signal Generator SMG features full system compatibility and versatile modulation capabilities in all essential communications bands.

Standard basic equipment

- Overload protection up to 50 W
- Non-volatile memory for 50 complete instrument setups
- Modulation generator with eight fixed frequencies
- Remote-control interface IEC 625-1 (IEEE 488)

Available options

- Oven-controlled Reference Oscillator SMG-B1 for extremely high frequency accuracy
- AF Synthesizer SMG-B2 (10 Hz to 100 kHz) as an internal modulation source; can be used as AF signal source with variable amplitude (1 mV to 1 V) for external applications
- X output for oscilloscope and recorder control in sweep mode

Frequency indication with EXT REF statement (external synchronization)

Frequency range 100 kHz to 1000 MHz The wide frequency range is produced without a doubler. Underranging is possible down to a lower limit of 10 kHz. With a frequency resolution of 1 Hz throughout the frequency range and the low spurious FM, the SMG is ideally suited for testing SSB receivers as well as for feeding narrowband test items.

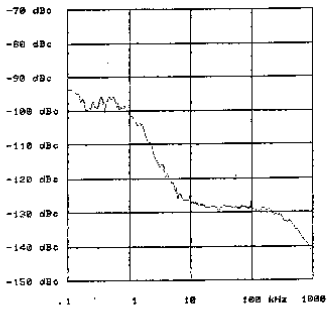
The frequency setting time of the RF signal is less than 15 ms. This makes for short measurement times in computer-controlled operation and ensures fast frequency scan in the SWEEP MODE.

Spectral purity, outstanding in this price class The spectral purity of the RF signal is distinctly better than the usual requirements for all in-channel measurements on AM, FM and SSB receivers. In the frequency range below 250 MHz, signal purity is adequate even for out-of-channel measurements meeting the most stringent requirements.

Non-harmonic spurious signals remain below −70 dBc throughout the frequency range and over wide parts even below −80 dBc. SSB phase noise 20 kHz from the carrier at 1000 MHz is −122 dBc and as good as −142 dBc at 100 MHz. Power-line and microphonically generated spurious signals remain below −60 dBc in the vicinity of the carrier.

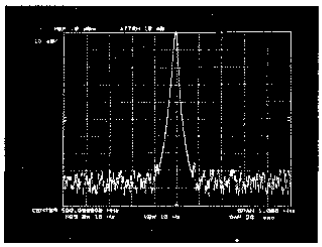
Typical SSB phase noise:
Measured curve at 500 MHz, stating frequency and level

FREQ	RPEGEL
0.1	-94
0.17	-96.4
0.31	-99.4
0.56	-96
1	-102
1.77	-106.5
3.16	-117.1
5.62	-124.4
10	-127.1
17.78	-128.5
31.62	-129.1
56.23	-128.5
100	-129.2
177.82	-129.5
316.22	-131.3
562.34	-135.2
1000	-141.4



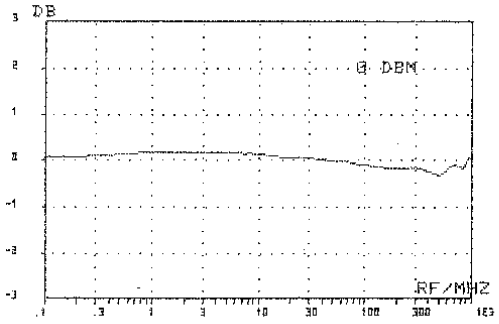
Allegato 1.1 Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG

The great advantage of signal generation without using a doubler is that no subharmonics occur in the entire frequency range up to 1000 MHz.



Signal quality of SMG close to carrier at 500 MHz; analyzer span: 100 Hz/division

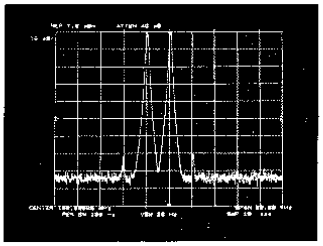
Controlled output level from −137 to +13 dBm, with overrange up to +16 dBm The low total level error of <±1.5 dB and the resetting error of 0.05 dB ensure precise and reproducible sensitivity measurements. The total level error also includes the level frequency response of <±0.5 dB between 100 kHz and 1000 MHz.



Typical level frequency response of SMG with 0 dBm output level

The mechanically switched attenuator is designed for continuous use and therefore suitable for automatic test systems. If switching of the attenuator disturbs the measurement, the purely electronic level setting allows non-interrupting level variation within a range of 20 dB. Irrespective of the preset level, the full 20-dB range of electronic level variation is always available.

For intermodulation measurements the internal level control of the SMG can be inhibited while retaining the selected level. By the use of this special function the intermodulation products of two Signal Generators SMG (combined via an ohmic 6-dB coupler) are kept under −60 dBc for output levels of 13 dBm and under −80 dBc for output levels of less than 3 dBm.

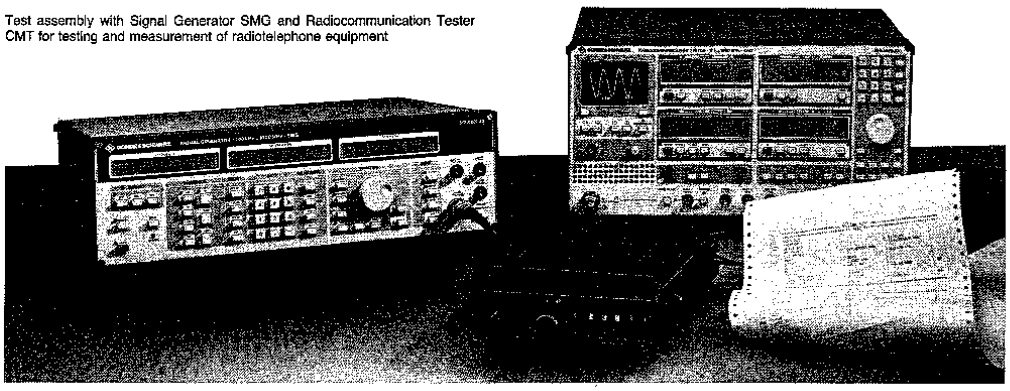


Intermodulation produced when two Signal Generators SMG are combined via ohmic 6-dB coupler (at 100 MHz, 13 dBm, 5 kHz offset)

Excellent RF shielding, a prerequisite for sensitivity measurements Due to the excellent RF shielding of the instrument housing, the smallest selectable useful levels can also be used for sensitivity measurements on unshielded receivers such as pagers. The voltage induced in a two-turn loop, 2.4 cm in diameter, loaded with 50 Ω and held **in the immediate vicinity of the SMG is under 1 µV.**

Modulation (AM, FM, φM and pulse) The SMG features versatile modulation capabilities for many applications, such as testing of communications, navigation and broadcasting receivers.

Test assembly with Signal Generator SMG and Radiocommunication Tester CMT for testing and measurement of radiotelephone equipment



105

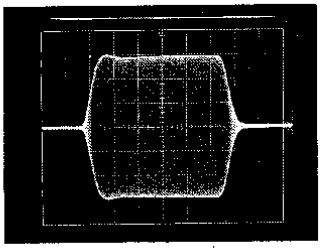
Allegato 1.2 Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG

SMG

For AM, FM and φM the internal or an external modulation source may be used. Combination of the two sources allows two-tone modulation, which is also used for simultaneous generation of useful and pilot-tone modulation signals (eg free tone, pilot tone for cellular radio, controlled squelch and channel guard).

External AM and FM can be AC- or DC-coupled In FM DC mode any asymmetrical signals can be used for modulation as is required for generating FSK data telegrams for POCSAG receivers. The frequency offset which inevitably occurs in the FM DC mode is minimized by automatic correction. Due to the high quality of FM, the SMG is also suitable for measurements on stereo receivers. Distortion is 0.1% and a channel separation of 50 dB is achieved. The FM frequency response flatness up to 100 kHz is better than 0.5 dB. It remains below 3 dB with modulation frequencies up to 500 kHz and small deviations.

The modulation frequency range for AM (DC to 50 kHz) can be used without any restrictions down to a carrier frequency of 100 kHz. **Little phase shift at 30 Hz** (AM DC) and flat frequency response are AM characteristics which make the SMG particularly suitable for measurements on VOR/ILS navigation receivers.



Pulse-modulation characteristics of SMG; oscilloscope timebase: 2 µs/division

The pulse modulation of the SMG can also be used for testing AGC circuits or for measuring the response times of squelch circuits. The rise/fall times of the RF envelope are 2 µs, the on/off ratio is 40 dB.

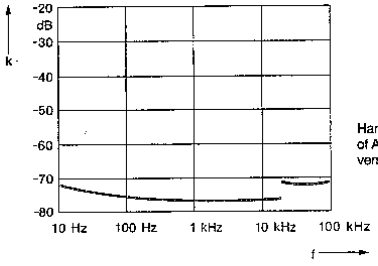
When using the optional AF Synthesizer SMG-B2, digital frequency modulation and pulse modulation are possible with TTL signals.

AF synthesizer, crystal-accurate and sweepable Two internal modulation sources are available in the SMG:

a) the **standard modulation generator** with eight fixed frequencies between 40 Hz and 15 kHz or

b) the **optional AF synthesizer** with a frequency range from 10 Hz to 100 kHz, resolution 1 Hz.

The AF synthesizer is also used as an AF signal source for external applications with a level adjustable from 1 mV to 1 V. The phase-continuous frequency change which takes less than 10 ms is particularly noteworthy. The AF synthesizer option also allows AF sweep mode. For determination of audio frequency responses, the internal modulation signal can be swept while an external pilot signal is simultaneously applied.



Harmonic distortion of AF synthesizer versus frequency

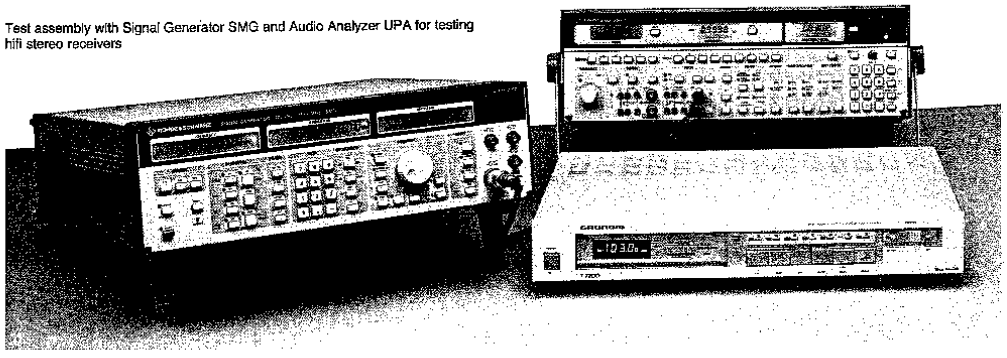
RF sweep and AF sweep, adaptable The SMG features two sweep modes,

a) the **RF sweep** in the frequency range 100 kHz to 1000 MHz and

b) the **AF sweep** with the AF synthesizer option in the frequency range 10 Hz to 100 kHz.

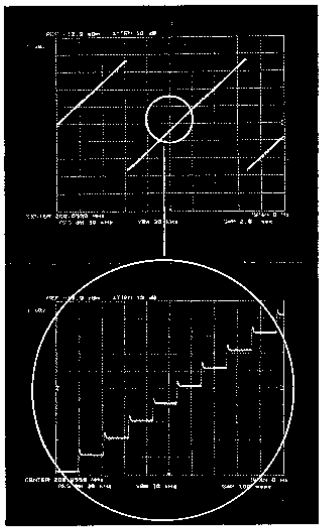
In both modes the synthesized, digital start-stop sweep can be adapted to different tasks by setting parameters as desired. Start and stop frequency, step size, step time (min. 10 ms) as well as linear and logarithmic sweep can be chosen in automatic sweep, single sweep and manual frequency variation with the spinwheel.

Test assembly with Signal Generator SMG and Audio Analyzer UPA for testing hifi stereo receivers



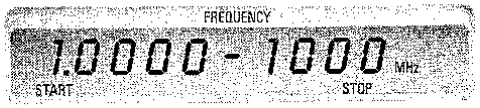
Allegato 1.3 Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG

For measurements on narrowband test items it is important that **RF sweep and AF sweep are phase-continuous.** For the RF sweep the SMG fulfils this requirement with the aid of small steps, whereas for the AF sweep phase continuity is ensured with any step size. For display of the measured values on an oscilloscope or logging by a recorder the necessary trigger or penlift signals and a frequency-proportional deflection voltage are supplied by the optional X Output SMG-B3.



Frequency-setting characteristic of SMG in sweep mode (step size 1.5 kHz, step time 10 ms)

Ease of operation, time-saving setting facilities Carrier frequency (start/stop frequency in SWEEP MODE, photo next page bottom), modulation and output level with units as well as supplementary information can be simultaneously indicated on the illuminated LCD displays. Indication of the desired modulation parameter such as AM depth, FM deviation, φM deviation or internal AF modulation frequency can be selected at a keystroke.



For all parameters spinwheel variation is possible in three fixed step sizes or in any **preselected step size.** When using the spinwheel, frequency, level and modulation parameters can also be indicated as the difference to a reference value.

On/off parameter keys permit the parameters (level or functions like modulation or sweep) to be switched on and off and their stored values be recalled when switching on.

50 complete instrument setups can be stored in a non-volatile memory The SEQuence key allows the stored setups to be carried out in any previously defined sequence. An automatic sequence with selectable step time is also possible.

An **offset adjustment** can be used for frequency and level. The frequency offset is often required in LO applications in which case the input frequency of the receiver is to be indicated on the signal generator. A level offset is recommended whenever it is necessary to indicate on the signal generator the actual input power of the test item taking into account cable losses.

The user can **select level indication in dBm, dBμV, mV or μV** and display the RF voltage as EMF or as voltage into 50 Ω.

Switchover from internal to external reference is made at a keystroke.

Remote-control interface IEC 625-1 (IEEE 488) Remote control is possible for listener, talker and service request functions. In the TALK MODE all instrument settings can be read out, the output format being the same as used for the settings. The TALK MODE can be used to integrate manually made settings in a control program by means of a user request (LEARN MODE). A service request which can be masked by the user is provided for the following events: power on, user request, command error, execution error, query error, device-dependent error and operation complete.

The structure of the remote-control commands is particularly logical and gives the user a wide scope. Header and unit of the command are almost identical with the front-panel marking. The commands can be written in full or abbreviated, as desired, to a minimum length.

```
100 REM   SMG REMOTE-CONTROL EXAMPLES
110 REM
120 REM   IEC-BUS ADDRESS IS 28
130 REM
140 REM   SET TALK-TERMINATOR TO NEW LINE
150 REM
160 IEC TERM 10
170 REM
180 REM   FETCH SETTINGS RF,RF-OFFSET,LEVEL
190 REM
200 IEC OUT 28,"RF?;RF:OFFSET?;LEV?"
210 IEC IN 28,A$
220 REM
230 PRINT "RESPONSE MESSAGE OF SMG"
240 PRINT A$
```

```
RESPONSE MESSAGE OF SMG
RF  1D1000000;RF:OFFSET  -1D700000;LEVEL:RF  -30.0
```

Example of remote-control routine for reading out (TALK MODE) setting data of Signal Generator SMG

High operational reliability, easy maintenance Due to permanent monitoring of the internal status a high percentage of functional faults, if any, which may yield erroneous measurement results, is detected. In the case of a fault the erroneous conditions are indicated and output via the IEC/IEEE bus.

Fast fault diagnosis through 35 internal test points: the instrument can be checked without having to open it and without any external measuring devices. The test points include all essential points of signal generation as well as important RF signal levels. When a test point is called up via the keyboard or IEC/IEEE bus, the number of the test point and the measured value are shown on the display. For data logging the displayed data can be output via the IEC/IEEE bus.

Allegato 1.4 Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG

SMG

Specifications

Frequency

Range/resolution	100 kHz to 1000 MHz/1Hz	
Setting time (after reception of last IEC-bus character)		
for RF ≥31.25 MHz	<15 ms with offset <2×10^{-7} from final frequency value	
for RF <31.25 MHz	<15 ms with offset <50 Hz from final frequency value	
Reference frequency	**standard** 50 MHz	**option SMG-B1** 10 MHz
Aging (after 30 days of operation)	2×10^{-6}/year	$<1 \times 10^{-9}$/day
Temperature effect	2.5×10^{-6}/ 0 to 50 °C	$<2 \times 10^{-9}$/°C
Warmup time	15 min	10 min
Frequency error for RF ≥31.25 MHz	$<0.5 \times 10^{-9}$ + error of reference	
for RF <31.25 MHz	<0.1 Hz + error of reference	
Input/output for external/internal reference frequencies		
Output	0.2 V_{rms} into 50 Ω	
Frequency	5 or 10 MHz, selectable by changing position of internal connector	
Input	>0.1 V_{rms} sinewave or TTL levels	
Frequency	5 or 10 MHz ($\pm 5 \times 10^{-6}$)	

Spectral purity

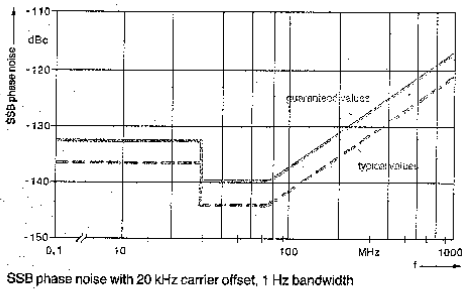
Spurious signals	
Harmonics	<−30 dBc
Subharmonics	none
Residual AM, rms (0.03 to 20 kHz)	<0.02%
Non-harmonic spurious signals (>5 kHz from carrier)	see line (a) in table
Residual FM, rms	
0.3 to 3 kHz (CCITT)	see line (b) in table
0.03 to 20 kHz	see line (c) in table

f = 0.1 to 31.25	31.25 to 62.5	62.5 to 125	125 to 250	250 to 500	500 to 1000	MHz
a <−70	<−80	<−80	<−80	<−76	<−70	dBc
b <2	<1	<1	<1	<2	<4	Hz
c <6	<4	<4	<4	<6	<12	Hz

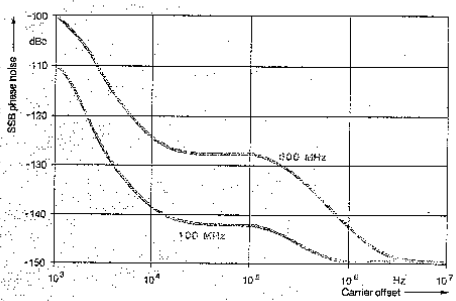
Broadband noise with CW[1] (carrier offset >2 MHz, 1 Hz bandwidth) ..... <−140 dBc (typ. <−145 dBc)

SSB phase noise (carrier offset 20 kHz, 1 Hz bandwidth)

f = 31.2	62.5	125	250	500	1000	MHz
<−133	<−140	<−136	<−130	<−124	<−118	dBc
typ. −137	−144	−140	−134	−128	−122	dBc



SSB phase noise with 20 kHz carrier offset, 1 Hz bandwidth



SSB phase noise at 100 and 500 MHz, 1 Hz bandwidth

Level

Range	−137 to +13 dBm
Overrange without guarantee of specification	adjustable up to +16 dBm
Resolution	0.1 dB
Total error for level >−127 dBm	<±1.5 dB[1])
Frequency response flatness at 0 dBm output level	<1 dB
Characteristic impedance	50 Ω
VSWR	<1.5 for level ≤0 dBm[1]), <1.8 for level >0 dBm
Setting time (after reception of last IEC-bus character)	<25 ms (<15 ms with non-interrupting level setting)
Non-interrupting level setting	
Setting range	0 to −20 dB, starting from any level
Resolution	0.1 to 0.4 dB, depending on atten.

Amplitude modulation

Modes	INT, EXT AC, EXT DC, two-tone
Modulation depth	0 to 99%
The modulation depth adjustable when adhering to AM specifications linearly decreases for output levels from 7 to 13 dBm; if the modulation depth is too high, a status signal is triggered	
Resolution	0.5%
Setting error at 1 kHz (<80%)[1])	<4% of reading +1%
AM distortion at 1 kHz[1])	
0 to 30% AM	<1%
30 to 80% AM	<2%
Modulation frequency	
AM EXT AC (DC)	10 Hz (DC) to 50 kHz
AM INT	0.04/0.15/0.3/0.4/1/3/6/15 kHz ±3%
AM INT with option SMG-B2	10 Hz to 50 kHz
Modulation frequency response flatness[1])	
30 Hz (DC) to 10 kHz	<0.4 dB (typ. 0.1 dB)
10 Hz (DC) to 50 kHz	<1 dB (typ. 0.5 dB)
Incidental φM, with AM (30%), AF 1 kHz	<0.2 rad
VOR/ILS navigation[1])	
VOR bearing error (108 to 118 MHz)	<0.1° with AM DC
AM frequency response flatness (108 to 118 MHz, 329 to 335 MHz)	<0.04 dB from 90 to 150 Hz, <0.1 dB from 9 to 11 kHz
Modulation input AM EXT	
Input impedance	100 kΩ, can be internally changed to 600 Ω
Input voltage for full modulation depth selected	
V_{rms}	1 V (±3% HIGH/LOW indication)
V_{DC} with AM DC	±1.41 V for level modulation acc. to selected modulation depth

Frequency modulation

Modes ..... INT, EXT AC, EXT DC, two-tone

f =	0.1 to 31.25	31.25 to 62.5	62.5 to 125	125 to 250	250 to 500	500 to 1000	MHz
Maximum deviation	200	50	100	200	400	800	kHz

Resolution	
up to 10 kHz deviation	10 Hz
up to 100 kHz deviation	0.1 kHz
above 100 kHz deviation	1 kHz
Setting error (at f_{mod} = 1 kHz)	<5% of set value +20 Hz
FM distortion at 1 kHz and 50% of maximum deviation	<0.5% (typ. 0.1%)
Modulation frequency	
FM EXT AC (DC)	10 Hz (DC) to 100 kHz
FM INT	0.04/0.15/0.3/0.4/1/3/6/15 kHz ±3%
FM INT with option SMG-B2	10 Hz to 100 kHz
Modulation frequency response flatness from 20 Hz to 100 kHz	<0.5 dB
Incidental AM at f_{mod} = 1 kHz, 40 kHz deviation	<0.1%
Stereo crosstalk (deviation 40 kHz, AF 1 kHz)	>45 dB down
Unweighted S/N ratio (30 Hz to 20 kHz, rms, 40 kHz deviation, deemphasis 50 µs)	
Stereo	80 dB
Mono	86 dB
Weighted S/N ratio (CCIR, rms, 40 kHz deviation, deemphasis 50 µs)	
Stereo	76 dB
Mono	86 dB
Frequency error with FM DC	
Carrier frequency offset when switching on FM DC	
for $f_{carrier}$ ≥31.25 MHz	1% of deviation +$1 \times 10^{-6} \times f_{carrier}$
for $f_{carrier}$ <31.25 MHz	1% of deviation +200 Hz

[1]) Does not apply if special function "non-interrupting level setting" is selected.

Allegato 1.5 Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG

Recalibration by switchover to FM AC or FM OFF (duration 2 s)
Modulation input FM/φM EXT
Input impedance ..... 100 kΩ, can be internally changed to 600 Ω
Input voltage for full deviation selected
V_{rms} ..... 1 V (±3% HIGH/LOW indication)
V_{DC} with FM DC ..... ±1.41 V

Phase modulation
Modes ..... INT, EXT AC, two-tone

Frequency range	0.1 to 31.25	31.25 to 62.5	62.5 to 125	125 to 250	250 to 500	500 to 1000	MHz
Maximum deviation	20	5	10	20	40	80	rad

Resolution up to 1 rad ..... 0.001 rad
up to 10 rad ..... 0.01 rad
above 10 rad ..... 0.1 rad
Setting error (at f_{mod} = 1 kHz) ..... <5% of set value +0.1 rad
Phase modulation distortion at 1 kHz and 50% of maximum deviation ..... <0.5% (typ. 0.1%)
Modulation frequency
φM EXT ..... 10 Hz to 10 kHz
φM INT ..... 0.04/0.15/0.3/0.4/1/3/6 kHz ±3%
φM INT with option SMG-B2 ..... 10 Hz to 10 kHz
Frequency response flatness up to 10 kHz ..... <1 dB
Modulation input FM/φM EXT
Input impedance ..... 100 kΩ, can be internally changed to 600 Ω
Input voltage for full deviation selected ..... 1 V_{rms} (±3% HIGH/LOW indication)

Pulse modulation
Mode ..... external
Pulse on/off ratio ..... 40 dB
Rise/fall time 10% to 90% ..... 2 µs
Max. repetition frequency ..... 50 kHz
Min. pulse width ..... 5 µs
Modulation signal (AM setting 100%) ..... 0 V for level on, −1.6 to −1.41 V for level off
Modulation input AM EXT
Input impedance ..... 100 kΩ, can be internally changed to 600 Ω
If option SMG-B2 (AF synthesizer) is fitted, a TTL signal may be used as external control signal in special function "PM"
Modulation signal (AM EXT) ..... TTL, LOW for level on, HIGH for level off
Input impedance ..... 100 kΩ, can be internally changed to 600 Ω

FSK modulation
The shift ±Δf about the set RF is to be entered like with FM; FSK modulation is possible with AC or DC coupling
Settling time of RF ..... 10 µs
Tilt during 10 ms with AC coupling 3%
Frequency accuracy with DC coupling ..... see data for FM DC
Modulation signal (FM, φM EXT) . +1.41 V for $f_{carrier} + \Delta f$, −1.41 V for $f_{carrier} - \Delta f$
If option SMG-B2 (AF synthesizer) is fitted, a TTL signal may be used as external control signal in special function "FSK modulation"
Modulation signal (FM, φM EXT) . TTL, HIGH level for $f_{carrier} + \Delta f$, LOW level for $f_{carrier} - \Delta f$
Input impedance ..... 100 kΩ, can be internally changed to 600 Ω

Internal modulation generator
Standard
Frequency ..... 0.04/0.15/0.3/0.4/1/3/6/15 kHz ±3%
Output level, socket AF INT ..... 1 V_{rms} (Z_{out} = 10 Ω, Z_i >200 Ω)

AF Synthesizer Option SMG-B2
Frequency ..... 10 Hz to 100 kHz
Resolution ..... 1 Hz
Readout ..... 4-digit, floating decimal point
Frequency error ..... <4 × 10^{-5}
Output level (V_{rms}), socket AF INT ..... 1 mV to 1 V (Z_{out} = 10 Ω, Z_i >200 Ω)
Level resolution ..... 1 mV
Level error at 1 kHz ..... ±1% ± 1 mV
Frequency response flatness
up to 20 kHz ..... <±2.5% (typ. 1%)
up to 100 kHz ..... <±3.5% (typ. 1%)
Distortion (level >0.5 V)
up to 20 kHz ..... <0.1% (typ. 0.03%)
up to 100 kHz ..... <0.1% (typ. 0.05%)

Phase-continuous frequency change
Frequency setting time (after reception of last IEC-bus character) ..... <10 ms

RF sweep, AF sweep
(AF sweep with AF Synthesizer Option SMG-B2)
Digital start/stop sweep in discrete steps
Modes ..... automatic following sawtooth function, single sweep, manual control via spinwheel, linear or logarithmic
Sweep range freely selectable over entire frequency range
AF ..... 10 Hz to 100 kHz
RF ..... 100 kHz to 1000 MHz
Step size ..... freely selectable, smallest step 1 Hz, log. 0.1% to 50% per step
Time per step ..... freely selectable between 10 ms and 10 s

X output (with option SMG-B3)
X output ..... 0 to 10 V, staircase sawtooth, 0 V at start frequency, 10 V at stop frequency, max. 1000 steps
Z output ..... 0/5-V logic signal for penlift control of recorders or for blanking of oscilloscope displays

Remote control
System ..... IEC 625-1 (IEEE 488)
Connector ..... 24-contact, Amphenol
Remote-controlled functions ..... all functions that can be manually set on the front panel, with the exception of power on/off and spinwheel settings
IEC-bus address ..... selectable via keyboard from 00 to 30
Interface functions ..... listener and talker, SH1, AH1, T6, L4, SR1, RL1, PP0, DC1, DT0, C0

Overload protection
Protects the instrument against externally applied (50-Ω source) RF power and DC voltage
Max. permissible RF power ..... 50 W
Max. permissible DC voltage ..... 35 V
Max. pulse loading capacity (pulse width <10 µs) ..... 1 mWs or 150 V_p

Options
SMG-B1 Reference Oscillator OCXO ..... see specifications for frequency
SMG-B2 AF Synthesizer ..... see specifications for internal modulation generator
SMG-B3 X Output ..... see specifications for RF sweep, AF sweep

General data
Rated temperature range ..... 0 to 50 °C
Storage temperature range ..... −40 to +70 °C
Power supply ..... 100/120/220/240 V ±10%, 47 to 440 Hz (max. 115 VA, 90 W); safety class I to VDE 0411 (IEC 348)
RF leakage ..... complies with VDE 0871 and MIL-STD 461B (methods CE 03 and RE 02) requirements (radiated and conducted interference) as well as VDE 0875 requirements (limit values of radio interference grade K)
Mechanical resistance ..... shock-tested to DIN 40046, Part 7 (30 g, 11 ms) and vibration-tested to DIN 40046, Part 8 (5 to 55 Hz, 2 g); corresponding to IEC Publications 68-2-27 and 68-2-6
Dimensions, weight ..... 427 mm×132 mm×460 mm, 16 kg

Ordering information

Order designation ..... ▶ Signal Generator SMG 801.0001.52
Accessories supplied ..... power cable

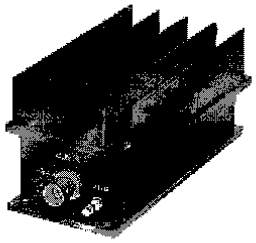
Recommended extras

Option Reference Oscillator OCXO	SMG-B1	802.0005.02
AF Synthesizer	SMG-B2	802.0405.02
X Output	SMG-B3	801.9609.02
Rear-panel connectors for RF and AF	SMG-Z10	801.9515.02
19" Rack Adapter, 3 units in height, 1/1	ZZA-93	396.4892.00
Service Kit	SMG-Z2	801.9809.02

Allegato 1.6 Caratteristiche del Generatore RHODE&SCHWARZ mod. SMG

Amplifier

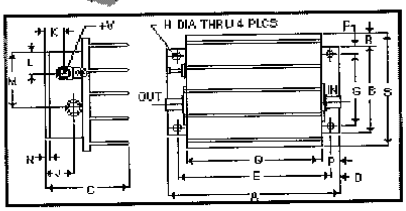
print this page



ZHL-1010

Frequency MHz	GAIN, dB		Maximum Power, dBm	Dynamic Range	NF	IP3	DC Power	
f_L - f_U	Min.	Max. Flatness	Min.	Input (no damage)	dB Typ.	dBm Typ.	Current (mA)	Volt(V.)
50-1000	10	±0.60	+26.00	+22.00	3.50	46	525	12

L_w=low range(f_L to f_U/2) U=upper range(f_U/2 to f_U)



Notes:

- Open load is not recommended, potentially can cause damage. With no load, derate max. input power by 20dB.
- For Amplifier Selection Guide, please click here. For Amplifier Environmental Specifications, please click here.
- High IP3, very high IP2, 68-83 dBm typ.
- Available only with SMA connectors
- Absolute maximum power, voltage and current rating: 13V DC.
- General Quality Control Procedures and Environmental Specifications are given in Mini- Circuits Guarantees Quality. Hi-Rel, MIL description are given in Hi-Rel and MIL
- Prices and Specifications subjects to change without notice.

Case Style - S32 (inch,mm) weight: 220 grams.

A	B	C	D	E	F	G	H	J
3.75	2.00	1.8	.19	3.375	.19	1.625	.156	.6
95.250	50.800	45.720	4.826	85.725	4.826	41.275	3.962	15.240

K	L	M	N	P	Q	R	S	T
.4	.5	1.30	.09	.38	3.00	.30	2.60	
10.160	12.700	33.020	2.286	9.652	76.200	7.620	66.040	

Tolerance: .x ± .1 .xx ± .03 .xxx ± .015 inch.

Material and Finish:

Mounting bracket finish: iridite or clear anodize.

Case material: aluminum alloy. Finish: case black paint. Heat sink: black anodize. Baseplate iridite per MIL-C-5541.

Connectors:

Connectors: BNC standard. TNC or Female SMA on request, consult factory.

Gain | Directivity | VSWR | Noise Figure | Power Output

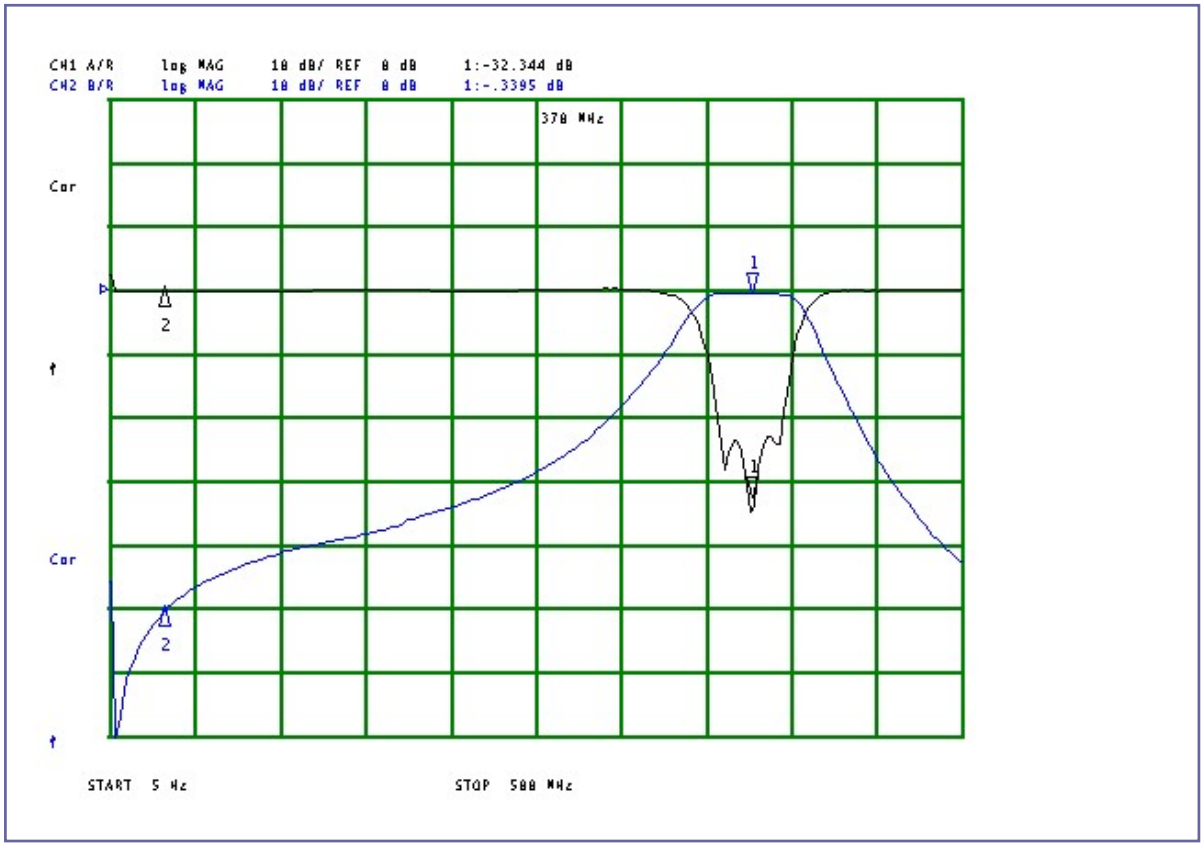
Typical Performance Data

FREQ (MHz)	Gain (dB) 12.0V	Directivity (dB) 12.0V	VSWR IN	VSWR OUT	N.F. (dB)	Pout(dBm) (@1dB COMPR)
50.0	10.65	7.0	1.97	1.94	3.95	29.05
155.6	10.94	6.5	1.69	1.69	3.15	29.31
261.1	11.06	6.3	1.34	1.37	3.11	29.86
366.7	11.12	6.3	1.07	1.18	3.17	30.45
472.2	11.06	6.5	1.17	1.27	3.27	30.45
577.8	11.01	6.8	1.28	1.36	3.36	30.26
683.3	11.01	7.0	1.26	1.36	3.48	29.66
788.9	10.92	7.3	1.15	1.29	3.55	29.39
894.4	10.84	7.8	1.05	1.27	3.62	28.69
1000.0	10.72	8.2	1.08	1.35	3.80	27.90

Mini-Circuits®
Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE • 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010
INTERNET http://www.minicircuits.com
P.O.Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661
ISO 9001 CERTIFIED

Back

Allegato 2. Caratteristiche dell'amplificatore M.C. ZHL-1010



Allegato 3. Caratteristiche del filtro passa-banda LORCH 3BE-378/55-N

(il marker 2 è posizionato a 30MHz)

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MHW720A1
MHW720A2

The RF Line

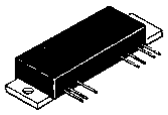
20 W 400–470 MHz

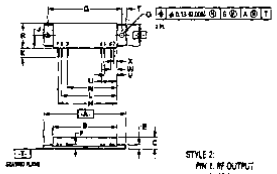
RF POWER AMPLIFIERS

UHF POWER AMPLIFIERS

. . . capable of wide power range control as encountered in UHF cellular telephone applications.

- MHW720A1 400–440 MHz
- MHW720A2 440–470 MHz
- Specified 12.5 Volt, UHF Characteristics —
  Output Power = 20 Watts
  Minimum Gain = 21 dB
  Harmonics = −40 dB (Max)
- 50 Ω Input/Output Impedance
- Guaranteed Stability and Ruggedness
- Epoxy Glass PCB Construction Gives Consistent Performance and Reliability





STYLE 2:
PIN 1. RF OUTPUT
2. GROUND
3. V_{g2}
4. GROUND
5. V_{g1}
6. GROUND
7. RF INPUT

NOTES:
1. MOUNTING HOLES WITHIN 0.13MM (0.005) DIA OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
2. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
3. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	67.06	67.56	2.640	2.660
B	51.82	52.96	2.040	2.085
C	9.91	9.14	0.235	0.360
E	2.84	3.05	0.112	0.120
F	2.16	2.62	0.085	0.713
G	61.09 BSC		2.405 BSC	
H	47.80	48.64	1.885	1.915
J	10.16	11.18	0.400	0.440
K	6.85	7.62	0.270	0.300
L	45.34	46.76	1.785	1.815
N	40.26	41.02	1.585	1.615
Q	3.45	3.70	0.136	0.146
R	20.32	20.82	0.800	0.820
S	17.02	17.54	0.670	0.690
U	12.72	13.08	0.496	0.515
V	9.78	10.54	0.385	0.415
W	4.70	5.46	0.185	0.215
X	2.16	2.62	0.085	0.116

CASE 700-04

MAXIMUM RATINGS (Flange Temperature = 25°C)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltages	V_{s1}, V_{s2}	15.5	Vdc
RF Input Power	P_{in}	250	mW
RF Output Power (@ V_{s1} = V_{s2} = 12.5 V)	P_{out}	25	W
Operating Case Temperature Range	T_C	−30 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−40 to +100	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(V_{s1} and V_{s2} set at 12.5 Vdc, T_C = 25°C, 50 Ω system unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
Frequency Range	MHW720A1 MHW720A2	—	400 440	440 470	MHz
Input Power (P_{out} = 20 W)		P_{in}	—	150	mW
Power Gain (P_{out} = 20 W)		G_p	21	—	dB
Efficiency (P_{out} = 20 W)		η	35	—	%
Harmonics (P_{out} = 20 W, Reference)		—	—	−40	dB
Input Impedance (P_{out} = 20 W, 50 Ω Reference)		Z_{in}	—	2:1	VSWR
Gain Degradation (2) (P_{out} = 20 W, Reference Gain @ T_C = +25°C)	T_C = −30°C T_C = +80°C	—	— —	−0.7 −0.7	dB
Load Mismatch (VSWR = ∞, V_{s1} = V_{s2} = 15.5 Vdc, P_{out} = 30 W)		—	No degradation in P_{out}		
Stability (P_{in} = 0 to 250 mW, V_{s1} = V_{s2} = 10 to 15.5 Vdc) 1. Load VSWR = 4:1, 50 Ω Reference 2. Source VSWR = 2:1, 50 Ω Reference		—	All spurious outputs more than 60 dB below desired signal		
Quiescent Current (I_{s1} No RF Drive Applied)		I_{s1} (q)	—	200	mA

(2) See Figure 5, Input Power versus Case Temperature

5

Allegato 4.1 Caratteristiche modulo Motorola MHW720A1 (prefinale)

APPLICATIONS INFORMATION

Nominal Operation

All electrical specifications are based on the nominal conditions of V_{S1} (Pin 5) and V_{S2} (Pin 3) equal to 12.5 Vdc and with output power equaling 20 watts. With these conditions, maximum current density on any device is 1.5×10^5 A/cm^2 and maximum die temperature with 100° base plate temperature is 165°. While the modules are designed to have excess gain margin with ruggedness, operation of these units outside the limits of published specifications is not recommended unless prior communications regarding intended use has been made with the factory representative.

Gain Control

This module is designed for wide range P_{out} level control. The recommended method of power output control, as shown in Figure 3, is to fix V_{S1} and V_{S2} at 12.5 Vdc and vary the input RF drive level at Pin 7.

In all applications, the module output power should be limited to 20 watts.

Decoupling

Due to the high gain of the three stages and the module size limitation, the external decoupling network requires careful consideration. Both Pins 3 and 5 are internally bypassed with a 0.018 μF chip capacitor effective for frequencies from 5 through 470 MHz. For bypassing frequencies below 5 MHz, networks equivalent to that shown in the test fixture schematic are recommended. Inadequate decoupling will result in spurious outputs at certain operating frequencies and certain phase angles of input and output VSWR less than 4:1.

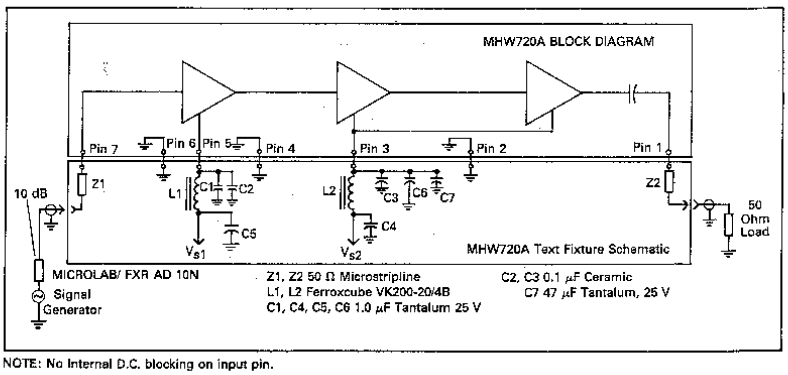
Load Mismatch

During final test, each module is load mismatch tested in a fixture having the identical decoupling network described in Figure 1. Electrical conditions are V_{S1} and V_{S2} equal 15.5 V, load VSWR infinite, and output power equal to 30 watts.

Mounting Considerations

To insure optimum heat transfer from the flange to heatsink, use standard 6–32 mounting screws and an adequate quantity of silicon thermal compound (e.g., Dow Corning 340). With both mounting screws finger tight, alternately torque down the screws to 4–6 inch pounds. The heatsink mounting surface directly beneath the module flange should be flat to within 0.005 inch to prevent fracturing of ceramic substrate material. For more information on module mounting, see EB-107.

FIGURE 1 — UHF POWER AMPLIFIER TEST SETUP



NOTE: No internal D.C. blocking on input pin.

Allegato 4.2 Caratteristiche modulo Motorola MHW720A1 (prefinale)

FIGURE 2 — INPUT POWER, EFFICIENCY, AND VSWR versus FREQUENCY

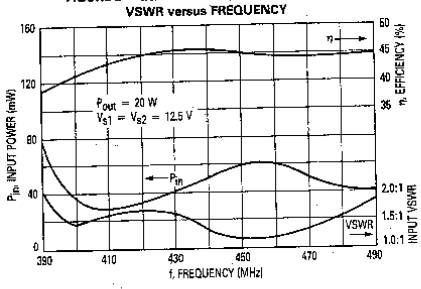


FIGURE 3 — OUTPUT POWER versus INPUT POWER

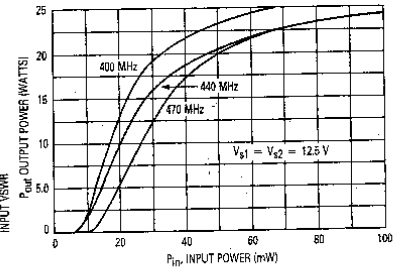


FIGURE 4 — OUTPUT POWER versus VOLTAGE

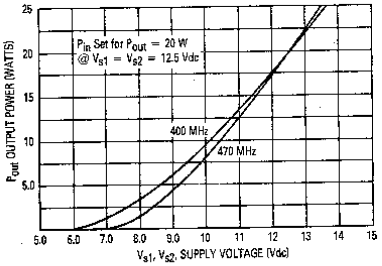
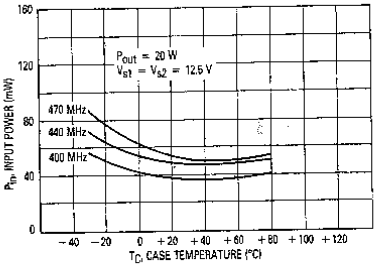
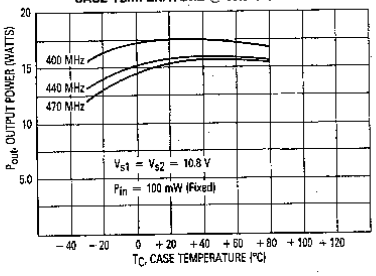


FIGURE 5 — INPUT POWER versus CASE TEMPERATURE



5

FIGURE 6 — OUTPUT POWER versus CASE TEMPERATURE @ 10.8 V SUPPLY



Allegato 4.3 Caratteristiche modulo Motorola MHW720A1 (prefinale)

DAI LABORATORI DI RICERCA E SVILUPPO (*)

Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz (1)

Relazione di G. COLLA, G. SINIGAGLIA, G. TOMASSETTI, dell'Istituto di Fisica « A. Righi », Bologna, Laboratorio di Radioastronomia del C.N.R.

Viene descritto il nuovo oscillatore locale a stato solido del radiotelescopio « Croce del Nord ». La potenza di uscita di circa 25 W a 378 MHz e l'elevato grado di stabilità richiesto hanno reso il progetto e la costruzione di questo oscillatore particolarmente elaborati. Difficilmente esigenze di questo tipo si incontreranno in altri impianti, tuttavia si ritiene che la descrizione dettagliata delle parti chiave del progetto potrà essere utile anche a chi debba progettare apparati analoghi per usi diversi.

Il grande radiotelescopio italiano « Croce del Nord » di Medicina (Bologna), funzionante a 408 MHz, richiede una potenza di oscillatore locale di circa 20 W alla frequenza di 378 MHz.

Questa potenza, relativamente grande, viene in massima parte dissipata dai cavi coassiali, lunghi ciascuno 600 m, che collegano alla stazione centrale 10 ricevitori distribuiti lungo l'antenna.

La potenza richiesta da ogni singola unità ricevente è infatti di soli 2 mW. La stabilità del livello di oscillatore locale (O. L.) richiesta per il corretto funzionamento del radiotelescopio è dell'ordine di una parte su mille a medio termine e migliore di questo a breve termine.

La stabilità di frequenza dovrà essere migliore di una parte per milione. È richiesta anche una purezza spettrale molto grande per minimizzare effetti di ricezione spuria che contribuirebbero ad aumentare il « rumore » effettivo del sistema ricevente.

Oggetto di questo lavoro è la versione transistorizzata del preesistente, ma ormai obsoleto O. L. che rappresentava l'ultima apparecchiatura a tubi ancora in funzione nell'impianto di Medicina.

Il progetto di un oscillatore-amplificatore dai succitati requisiti ha comportato l'acquisizione di una certa tecnica di progetto e di costruzione e la soluzione, qualche volta originale, di alcuni problemi. Ad esempio il circuito dell'oscillatore a quarzo con MOS a doppia porta con AGC è già stato pubblicato [1].

L'uso di anelli ibridi quali sommatori e divisori di potenza non è nuovo, ma la realizzazione meccanica degli stessi lo è. Anche l'accoppiatore direzionale di uscita è stato progettato e costruito nel nostro Laboratorio: non è nuovo come idea ma la sua attuazione pratica può interessare lo specialista di telecomunicazioni.

In questo lavoro descriveremo con qualche dettaglio tutti i circuiti usati, soffermandoci su quelli che, a nostro giudizio, sono più interessanti.

SCHEMA A BLOCCHI.

Un'analisi dei tipi di transistori economici disponibili sul mercato (1970) ci ha convinti dell'efficacia della soluzione descritta a blocchi in fig. 1.

Il gruppo « base » con uscita di 100 mW a 378 MHz comprende un oscillatore a quarzo, due triplicatori e un duplicatore.

L'unità da 1 W è costituita da uno stadio in classe *A* utilizzante un transistore 2N 3375.

Lo stadio con 5 W di uscita utilizza ancora un 2N 3375 operante in classe *C*. Gli stadi fin qui menzionati unitamente alla loro alimentazione stabilizzata ed al circuito di protezione in corrente continua sono racchiusi nella stessa scatola che costituisce il « complesso pilota ». Il fatto di essere indipendente dal resto offre due vantaggi: maggior facilità nell'evitare accoppiamenti spuri a R.F. col circuito di alta potenza che segue; possibilità di pilotare stadi finali diversi (eventualmente a tubi).

Il gruppo « potenza » segue immediatamente il pilota. Il primo stadio, 12 W uscita, utilizza un transistore RCA 2N 3733. L'uscita R.F. di questo stadio viene divisa in due parti dall'anello ibrido N_1 (N si riferisce alla forma fisica dell'anello; vedi fig. 15).

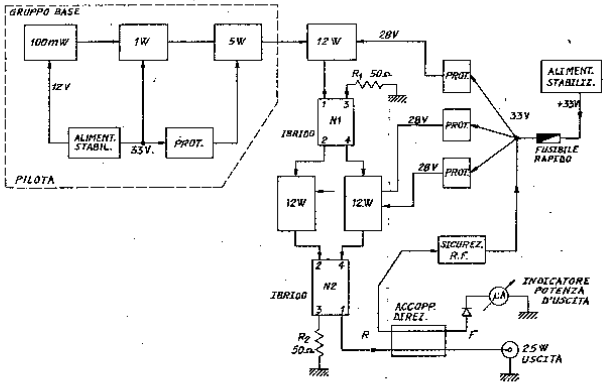


Fig. 1. — Schema a blocchi dell'oscillatore-amplificatore.

(*) Relazioni tecniche da Industrie, Enti d'esercizio, Centri di ricerca e Università.

(1) Lavoro effettuato con il contributo del C.N.R.

Estratto da « ALTA FREQUENZA », N. 7 vol. XLI - 1972 - da pag. 542 a pag. 553

Allegato 5.1 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

Le componenti riflesse vengono in parte dissipate dalla resistenza R_1. Due stadi identici al precedente amplificano separatamente il segnale ad essi presentato ed il contributo individuale viene sommato con l'altro anello ibrido N_2. Ovviamente gli anelli ibridi saranno connessi in modo che esistano le giuste relazioni di fase tra i segnali.

La resistenza R_2 è uguale a R_1 e serve allo stesso scopo.

Tutto il segnale di uscita (25 W) fluisce attraverso l'accoppiatore direzionale alla cui linea secondaria sono collegati organi ausiliari come l'indicatore di potenza di uscita ed un dispositivo di sicurezza a R.F. che interrompe le alimentazioni anodiche del gruppo « potenza » quando il carico di uscita sia disconnesso o non sufficientemente adattato.

L'alimentazione del gruppo di potenza è montata in una scatola separata, anche se la soluzione « scatola unica » sarebbe stata possibile. Si è pensato che era inutile restringere troppo i componenti, non esistendo gravi problemi di spazio.

Tutto il complesso comprende quindi tre scatole di 11 unità « rack » complessive come mostrato dalla fotografia d'insieme.

DESCRIZIONE DEI CIRCUITI.

1. – *Gruppo base* 100 *mW*.

L'oscillatore a quarzo con frequenza fondamentale a 21 MHz costituisce una delle soluzioni originali di questo progetto [1]. Il MOS F_1 oscilla infatti tra la porta 2 e la foce lasciando libera la porta 1 per un efficace e sensibile controllo automatico di guadagno (AGC). Lo stadio lavora in classe A e la purezza e la stabilità che ne conseguono sono desumibili dai dati seguenti.

Variazioni di:

— 2×10^{-7} parti per grado centigrado nel campo di misura $0 \div 50$ °C;

— 2×10^{-7} parti per volt nel campo di misura $9 \div 15$ V.

L'oscillatore è seguito da F_2 per minimizzare gli effetti del carico sulla stabilità di frequenza.

L'invertitore di fase T_1 pilota il primo triplicatore (T_2 e T_3) che fornisce una uscita a R.F. a 63 MHz. Si notino le piccole capacità fisse su un solo ramo del push-pull: esse simmetrizzano lo stadio e sono state determinate sperimentalmente. L'accoppiamento con lo stadio seguente è di tipo induttivo e bilanciato.

I transistori T_4 e T_5 costituiscono l'altro triplicatore in push-pull che fornisce l'uscita R.F. a 189 MHz.

Transistori economici del tipo 2N 918, facilmente reperibili sul mercato, sono stati usati con successo in questi stadi con un'ottimo rendimento in triplicazione favorito anche dalla configurazione push-pull.

L'accoppiamento con il duplicatore costituito da due transistori BFW16 (o equivalenti) in push-push è invece alquanto più elaborato. Dall'uscita del triplicatore parte infatti una linea coassiale lunga $\lambda/4$ che pilota a sua volta quella lunga $\lambda/2$. Il sistema, unitamente ai due trimmer capacitivi in parallelo alle basi, permette la perfetta simmetrizzazione delle ampiezze e delle fasi dei segnali presenti all'ingresso del duplicatore. L'adattamento « grossolano » delle impedenze è effettuato dal sistema stesso (balun) che notoriamente è un moltiplicatore per quattro.

Un cenno merita la linea di uscita risonante a 378 MHz. Essa serve il duplice scopo di raffreddare T_6 e T_7 e di risuonare alla giusta frequenza insieme al trimmer capacitivo in parallelo. La forma della linea è ad U per poterla alloggiare nella scatola TEKO Prof. 4 (la stessa che contiene anche tutto il resto del circuito sin qui descritto).

Un ramo della U è ingrossato in modo da poter contenere i due transistori. La linea è lunga, nel complesso, circa 100 mm ed è di piattina di rame delle dimensioni 10 mm × 1 mm; è sostenuta da opportuni distanziatori di teflon ad una distanza di circa 4 mm dal fondo della scatola contenitrice.

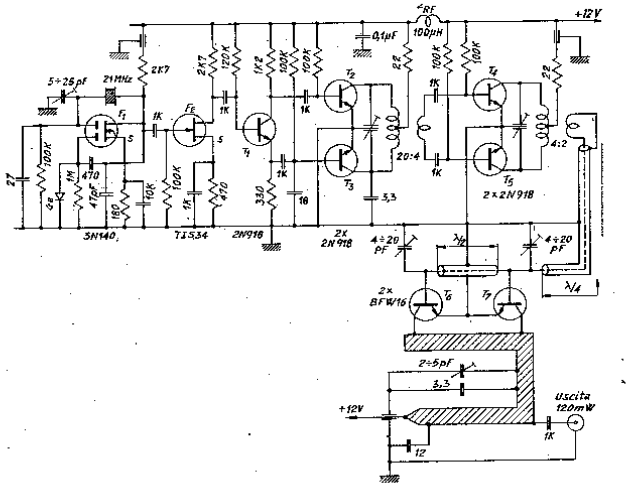


Fig. 2. — Schema elettrico del « gruppo base ».

L'accoppiamento ottimo col carico di uscita viene determinato sperimentalmente collegando questo al punto opportuno lungo la linea stessa.

Nello schema elettrico di fig. 2 è accennata anche la soluzione meccanica ora descritta.

Al connettore di uscita di tipo N sono stati misurati 120 mW a 378 MHz con contenuto armonico e subarmonico trascurabile. La corrente complessiva, a 12 V di alimentazione, è di 100 mA circa.

Allegato 5.2 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

2. – *Stadio in classe A da 1 W.*

La decisione di usare un 2N 3375 in classe *A* non è stata immediata. Il mercato offre dei transistori come il 2N 3866, meno costosi del precedente e col dovuto guadagno a 400 MHz (10 dB) ma essi sono stati scartati a causa della non sufficiente robustezza necessaria nel nostro progetto. Un'altra valida ragione è quella dell'utilizzo del minor numero possibile di tipi diversi di transistori.

Il costruttore del 2N 3375 non fornisce dati per la utilizzazione del dispositivo come stadio amplificatore in classe *A* o *A B*, classi necessarie in questa circostanza essendo la potenza di pilotaggio relativamente piccola.

Lo schema completo dello stadio è quello di fig. 3. Le reti di adattamento di ingresso e di uscita sono standard e verranno discusse in dettaglio nei paragrafi seguenti.

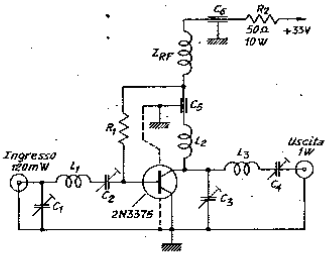


Fig. 3. — Schema dello stadio in classe *A*.

C_1, C_2, C_3, C_4: trimmer ad aria 1,8 ÷ 13 pF; L_1: 25 mm di filo di rame argentato con diametro 1 mm; L_2: 2 spire di filo di rame argentato con diametro 1 mm, avvolte su supporto da 5 mm; L_3: 3 spire di filo di rame argentato con diametro 1 mm, avvolte su supporto da 5 mm; R_1: resistenza *A B*: 6,8 kΩ, 1/2 W; C_5, C_6: bottone a mica ERIE; $Z_{RF} = 20$ μH; R_2 = Resistenza a filo 50 Ω, 10 W.

I parametri di ingresso e di uscita assunti per ipotesi nel progettare le reti di adattamento stesse sono quelli per la classe *C* e quindi sono quelli forniti dal costruttore. L'ipotesi si è dimostrata valida almeno in prima approssimazione.

La corrente di collettore di 100 mA nominali è fissata da R_1, mentre R_2 provoca la necessaria caduta di 5 V per non superare i limiti di tensione previsti dal costruttore.

I dati sulle induttanze e sugli altri componenti sono forniti in calce allo schema e la stessa cosa verrà fatta in seguito a proposito degli altri stadi.

La potenza di uscita supera di poco il watt e lo schema utilizzato per la misura stessa è quello di fig. 4.

Non si creda che a causa delle quattro variabili (due trimmer di ingresso e due di uscita) sia difficile ottenere l'ottimizzazione dello stadio. La convergenza delle regolazioni verso il massimo dei massimi è invece piuttosto rapida.

Si fa notare per inciso che lo stadio ha inerentemente una risposta a frequenze basse dovuta alla risonanza serie tra L_2 e C_5.

Come ordine di grandezza tale frequenza vale:

$L_2 \cong 10^{-7}$ *H*; $C_5 \cong 10^{-9}$ *F* per cui $f_0 \cong 16$ MHz.

Fortunatamente la cosa non dà fastidio qualora il segnale di pilotaggio sia spettralmente « pulito ». Lo schema pratico di montaggio è standard e si avvale di una scatola TEKO Prof. 1 modificata.

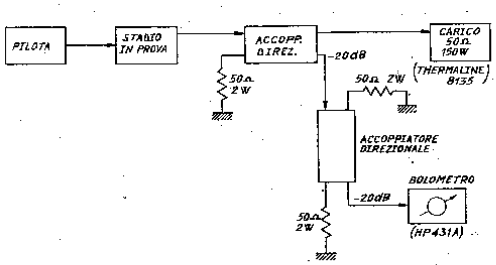


Fig. 4. — Dispositivo standard per la misura della potenza di uscita.

3. – *Stadio 5 W uscita.*

Lo schema è quello di fig. 5 ed è stato interamente dedotto da considerazioni fatte sulla carta di Smith e dei parametri « *y* » e « *h* » forniti dal costruttore del transistore.

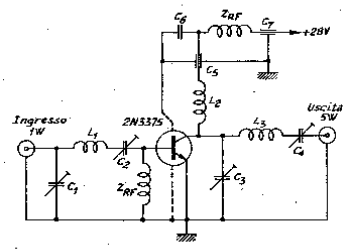


Fig. 5. — Schema dello stadio 5 W uscita.

C_1, C_2, C_3, C_4: trimmer ad aria, 1,8 ÷ 13 pF; C_5, C_7: feed-through bottone mica 1000 pF ERIE; C_6: 0,1 μF; L_1: 20 mm di filo di rame argentato con diametro 1 mm; L_2: piattina di rame, dimensioni: 0,2 mm × 4,0 mm × 25,0 mm; L_3: 2 spire di filo di rame argentato con diametro 1 mm, avvolte su supporto da 5 mm; Z_{RF} di base: 200 nH in aria; Z_{RF} alimentazione: 20 μH circa.

Si crede opportuno mostrare il metodo di progetto che potrà essere usato anche in applicazioni diverse.

I parametri del transistore 2N 3375 a 400 MHz e a 200 mA sono:

$$\text{Ingresso} \begin{cases} \text{Re}\,(h_{ie}) & \cong 13{,}5\ \Omega \\ \text{Im}\,(h_{ie}) & \cong +\,7{,}0\ \Omega \end{cases}$$

$$\text{Uscita} \begin{cases} \text{Re}\left(\dfrac{1}{y_{oe}}\right) = \dfrac{1}{g_{oe}} \cong 70\ \Omega \\ \text{Im}\left(\dfrac{1}{y_{oe}}\right) = \dfrac{1}{b_{oe}} \cong 40\ \Omega\,. \end{cases}$$

Circuito di ingresso. – La parte reale è 13,5 Ω che normalizzata a 50 Ω dà un valore di 0,27.

La parte immaginaria (induttiva) normalizzata fornisce 0,14. Si consideri fig. 6 e si localizzi sulla carta di Smith il punto sul piano complesso che rappresenta la impedenza di ingresso (induttanza con una resistenza in serie). Il valore normalizzato della parte reale si troverà sull'asse reale ed è indicato con *A'*. Il punto *A'* stesso viene fatto « ruotare » dalla induttanza serie in senso orario seguendo un cerchio a resistenza costante del valore normalizzato, calcolato in precedenza, di 0,14.

Il punto *A* rappresenta quindi l'impedenza d'ingresso del transistore e deve essere portato, per ottenere l'adattamento, al centro della carta ove si legge il valore normalizzato 1.

Il punto A, con una serie di rotazioni, le più semplici possibile e tutte lungo cerchi a resistenza costante, dovrà raggiungere, dunque, il centro della carta di Smith e cioè il punto C.

Ovviamente non si seguiranno mai le linee a reattanza costante, implicando questo percorso la inserzione di componenti resistivi e quindi dissipativi.

Altro punto essenziale è quello del Q del circuito o della rete, che come è noto è dato dal rapporto tra la parte immaginaria e quella reale.

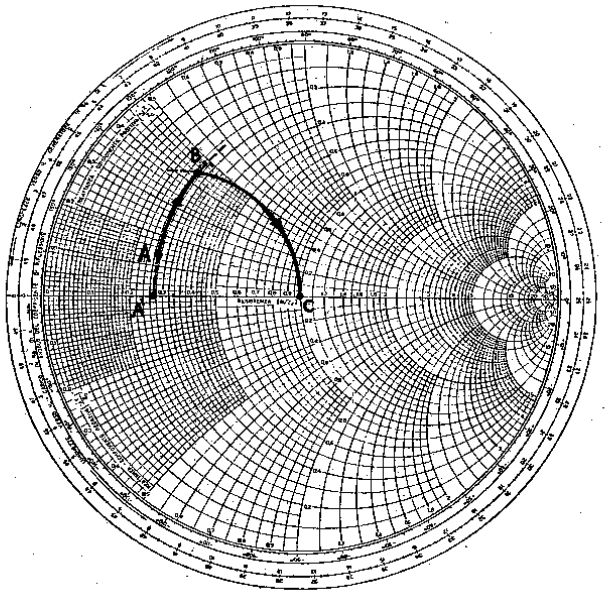
Sulla carta di Smith le linee a Q costante sono facilmente tracciabili e un esempio è mostrato in fig. 9 e seguenti.

Avendo prefissato un determinato Q sarà sufficiente, per ottenerlo, che una intersezione o una inversione prodotta da una reattanza opposta avvenga proprio sulla linea luogo del Q prefissato.

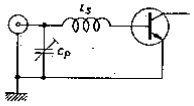
Se le intersezioni o le inversioni sono multiple, quella che conta è quella a Q più alto.

Si tenga presente che quella di fig. 6 è una carta di Smith delle impedenze (cerchi a resistenza costante tutti tangenti nel punto $R = \infty$) sulla quale si tracceranno resistenze e reattanze. La carta di Smith delle ammettenze (cerchi a conduttanza costante tutti tangenti a $G = \infty$) sulla quale si tracceranno conduttanze e suscettanze, è facilmente ottenibile dalla prima facendo semplicemente una rotazione di 180°.

Un cerchio di plexiglas trasparente e dello stesso diametro della carta di Smith che possa ruotare con fulcro sul centro della stessa e sul quale sia facile scrivere con pennarelli ad alcool, permette di realizzare le carte Y e Z utilizzandone in realtà una soltanto.



a)



b)

Fig. 6. — Possibile adattamento del circuito di ingresso dello stadio da 5 W (*a*) e suo circuito equivalente (*b*).

Un qualsiasi punto marcato sul foglio di plexiglas con il pennarello, che percorra un cerchio a resistenza costante, percorrerà un cerchio a conduttanza costante una volta ruotato il foglio stesso di 180°.

Fondamentale il significato del verso della rotazione:

— *Impedenze.*

a) Rotazioni in senso orario sono *induttanze serie.*

b) Rotazioni in senso antiorario sono *capacità serie.*

— *Ammettenze.*

a) Rotazioni in senso orario sono *capacità parallelo.*

b) Rotazioni in senso antiorario sono *induttanze parallelo.*

Ritornando a fig. 6 *a* si vede facilmente che la strada più breve per portare A verso il centro C è quella di farlo ruotare in senso orario (induttanza serie) sul cerchio a resistenza costante che interseca l'asse reale nel punto 0,27 fino a raggiungere il punto B, intersezione col cerchio a conduttanza costante che parte dal centro C stesso. La rotazione è oraria il che implica l'impiego di una capacità parallelo. Il circuito di principio è dunque quello di fig. 6 *b*. I valori dei componenti in ohm o in siemens sono determinabili direttamente per differenza tra gli estremi della rotazione. Ad esempio, sempre riferendosi a fig. 6 per la rotazione $A\,B$ si ha:

— valore di X in B cioè $X\,(B) = 0{,}45$;
— valore di X in A cioè $X\,(A) = 0{,}14$;
— differenza = 0,31 che moltiplicata per 50 dà una reattanza induttiva di 15,5 Ω.

L'induttanza equivalente vale allora 6,5 nH.

Allegato 5.4 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

Per la rotazione $B\,C$ si ha:

— valore di B in B cioè $B\,(B) = 1{,}6$ S;

— valore di B in C cioè $B\,(C) = 0$ S;

— differenza = 1,6 S cioè 0,62 che moltiplicata per 50 dà circa 31 Ω di reattanza capacitiva.

La capacità parallelo richiesta è dunque di circa 12 pF.

A questo punto sorgono problemi di attuabilità pratica e di convenienza. Si vede subito dal grafico di fig. 7 che ottenere una induttanza di 6,5 nH è molto difficile essendo essa dell'ordine di grandezza dei reofori del trimmer C_p il cui valore, di 12 pF, è invece pressochè ideale.

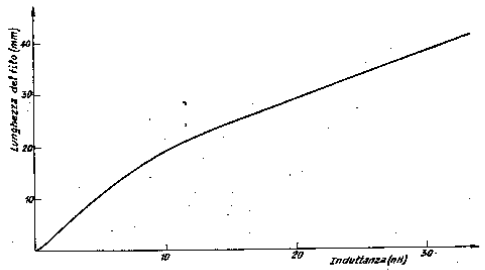


Fig. 7. — Diagramma per la determinazione delle piccole induttanze (valido per filo di rame argentato con diametro 1 mm).

Il Q di questo circuito resta bloccato al valore di:

$$Q = 0{,}45/0{,}27 = 1{,}65$$

che è forse troppo basso per una applicazione pratica.

Come si vede la rete di adattamento più semplice possibile non soddisfa alcuni requisiti fondamentali come la realizzabilità pratica ed un Q adeguato. L'esempio testè fatto introduce ed imposta il problema.

La soluzione grafica del circuito reale di impiego di fig. 5 è invece mostrata in fig. 9.

Dal punto A che, come detto, rappresenta l'impedenza di ingresso del transistore, si ruota in senso antiorario fino ad intersecare la curva Q costante ed uguale a 3 nel punto B. La reattanza della induttanza serie L_1 fa ruotare in senso orario B fino a sorpassare il punto iniziale A e raggiungere il punto C ove avviene la intersezione con la curva a conduttanza costante $C\,D$ (con un elemento in parallelo, e in particolare si tratterrà di una capacità essendo la necessaria rotazione destrogira).

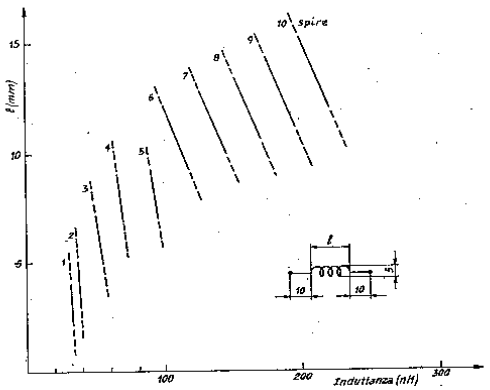


Fig. 8. — Grafico per la determinazione delle medie induttanze realizzate con filo di rame con diametro 1 mm.

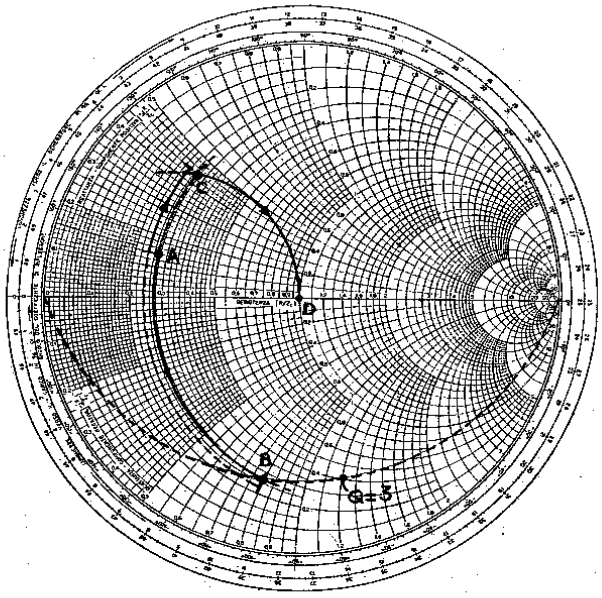


Fig. 9. — Soluzione grafica del circuito di ingresso dello stadio da 5 W.

I valori dei componenti sono ottenuti, al solito, per differenza algebrica:

Per C_2:
- $X(B) = 0{,}82$
- $X(A) = 0{,}14$
- Differenza algebrica = 0,96
- Valore: $0{,}96 \times 50 = 48\ \Omega$ per cui $C_2 \cong 9$ pF

Per L_1:
- $X(B) = 0{,}82$
- $X(C) = 0{,}44$
- Differenza algebrica = 1,26
- Valore: $1{,}26 \times 50 = 63\ \Omega$ per cui $L_1 \cong 25$ nH

Per C_1:
- $B(C) = 1{,}6$
- $B(B) = 0$
- Differenza algebrica = 1,6
- Valore: $1/1{,}6 \times 50 = 31\ \Omega$ per cui $C_1 \cong 12$ pF.

Ovviamente C_1 e C_2 saranno trimmer ad aria mentre la induttanza L_1 avrà dimensioni fisiche desumibili dal grafico di fig. 8.

Il Q di 3 è un compromesso tra larghezza di banda e stabilità dell'amplificatore.

Il circuito in corrente continua di base è chiuso da Z_{RF}, una piccola induttanza di qualche millimetro di diametro e senza nucleo (circa 200 nH). Il contributo di questa induttanza come elemento parassita di ingresso è stato ritenuto trascurabile.

Circuito di uscita. – Il circuito di uscita richiede una rete un po' più complessa; sono state fatte, inoltre, alcune ipotesi. Ad esempio la capacità parallelo di uscita viene considerata, mediamente, il doppio di quella fornita dal costruttore come tipica (C_{ob}) secondo una procedura comune tra i progettisti.

L'induttanza parallelo L_2 sostituisce l'usuale impedenza R.F. che è stata, nelle prove, fonte di vari inconvenienti.

I valori iniziali sono così fissati:

$\frac{1}{g_{oe}} = 70\ \Omega$ che, normalizzato, dà 1,4

$\frac{1}{b_{oe}} \times 2 = 20\ \Omega$ che, normalizzato, dà 0,4

Il corrispondente punto A sulla carta di Smith è mostrato in fig. 10.

L'induttanza parallelo L_2 fa ruotare in senso antiorario il punto A su una curva a conduttanza costante fino a raggiungere un punto conveniente come B. Il ritorno da B a C avviene con una capacità parallelo (C_3). Per intersecare la curva $Q = 2$ è necessaria la rotazione $C\,D$ ottenuta con una induttanza serie. Dal punto D al punto E finale si giunge con una capacità serie (C_4).

Si noti come, alternativamente, si poteva passare direttamente da C ad E con una semplice capacità serie di circa 12 pF. La soluzione adottata offre la possibilità aggiuntiva di agire sul Q di lavoro, se necessario, e comunque di dare più generalità al progetto.

I valori dei componenti sono:

Per L_2:
- $B(A) = 2{,}6$
- $B(B) = 1{,}5$
- Differenza algebrica = 4,1
- Valore: $(1/4{,}1) \times 50 = 12\ \Omega$ per cui $L_2 \cong 5$ nH.

Questo valore molto basso è realizzabile solo nel modo particolare descritto in fig. 5.

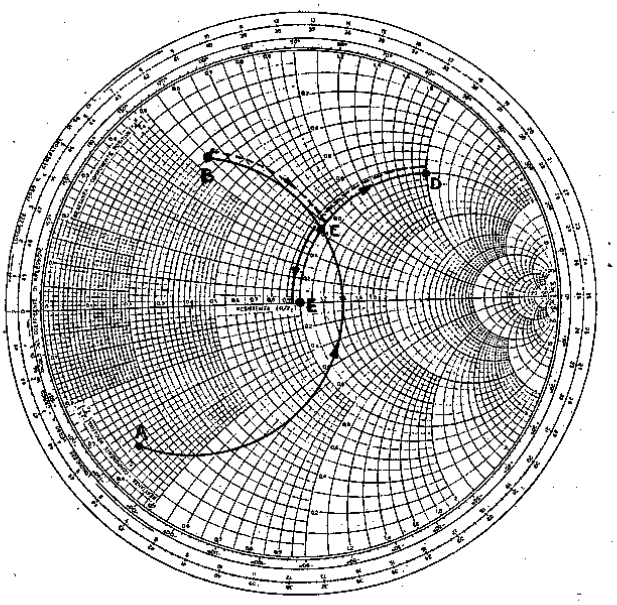


Fig. 10. — Soluzione grafica del circuito di uscita 5 W.

Allegato 5.6 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

Gli altri componenti valgono:

Per C_3:
- $B\,(B) = 1{,}50$
- $B\,(C) = 0{,}45$
- Differenza algebrica = 1,05
- Valore: $(1/1{,}05) \times 50 = 48\ \Omega$ per cui $C_3 \cong 8$ pF

Per L_3:
- $X\,(C) = 0{,}65$
- $X\,(D) = 2{,}0$
- Differenza algebrica = 1,35
- Valore: $1{,}35 \times 50 = 68\ \Omega$ per cui $L_3 \cong 30$ nH

Per C_4:
- $X\,(D) = 2{,}0$
- $X\,(E) = 0$
- Differenza algebrica = 2,0
- Valore: $2 \times 50 = 100\ \Omega$ per cui $C_4 \cong 4$ pF.

Il Q complessivo del circuito risulta essere quello corrispondente al punto A che appartiene alla curva a Q costante ed eguale a 3,5. Si tenga presente che Q più alti di qualche unità sono da evitare comportando essi, inevitabilmente, instabilità od autoscillazioni.

Ovviamente il valore dei componenti testè calcolati è solo approssimato: errori anche relativamente grandi sono possibili. Si ricorda che, ad esempio, i parametri « h » e « y » dei transistori sono medi ed hanno un ampio campo di variazione. Anche i grafici relativi alle induttanze (figg. 7 e 8) sono stati determinati sperimentalmente senza affinare le misure oltre un certo limite.

Nonostante ciò, purchè C_1, C_2, C_3 e C_4 siano trimmer (ad aria e di ottima qualità) è sempre possibile raggiungere la ottimizzazione in sede di taratura il che dimostra la elasticità delle reti progettate.

La potenza di uscita raggiunge agevolmente i 5 W quando questo stadio sia pilotato con 1 W a 378 MHz.

L'attuazione è quella stadard accennata in precedenza.

4. – *Stadi 10 W uscita.*

Nel nostro progetto sono previsti tre di questi amplificatori di potenza.

Nel paragrafo precedente è stato analizzato in dettaglio il calcolo grafico delle reti di adattamento a titolo di esempio. Qui si darà il solo risultato finale valendo le stesse considerazioni e in buona parte anche lo stesso schema.

Per il transistore usato, il 2N 3733 della RCA, non si avevano dati attendibili (a causa di un evidente errore nella « Application » fornita dal costruttore) e si è ritenuto di assumere i dati seguenti, corrispondenti ad una $I_c = 0{,}5$ A.

Ingresso:
- $\mathrm{Re}\,(h_{ie}) \cong 15\ \Omega$
- $\mathrm{Im}\,(h_{ie}) \cong +10\ \Omega$

Uscita:
- $\mathrm{Re}\left(\frac{1}{y_{oe}}\right) = \frac{1}{g_{oe}} \cong 30\ \Omega$
- $\mathrm{Im}\left(\frac{1}{y_{oe}}\right) = \frac{1}{b_{oe}} \cong 20\ \Omega$

$C_{ob} = 20$ pF.

In fig. 11 è indicato il calcolo della rete di ingresso. Lo schema del circuito conseguente è quello di fig. 12. Il punto A rappresenta l'impedenza normalizzata di ingresso. Il percorso è:
$A\,B$ (C_2), $B\,C$ (L_1), $C\,D$ (C_1). I valori dei componenti sono:

C_2: $0{,}2 + 0{,}4 \rightarrow 0{,}6 \times 50 = 30\ \Omega$ per cui $C_2 = 11$ pF;

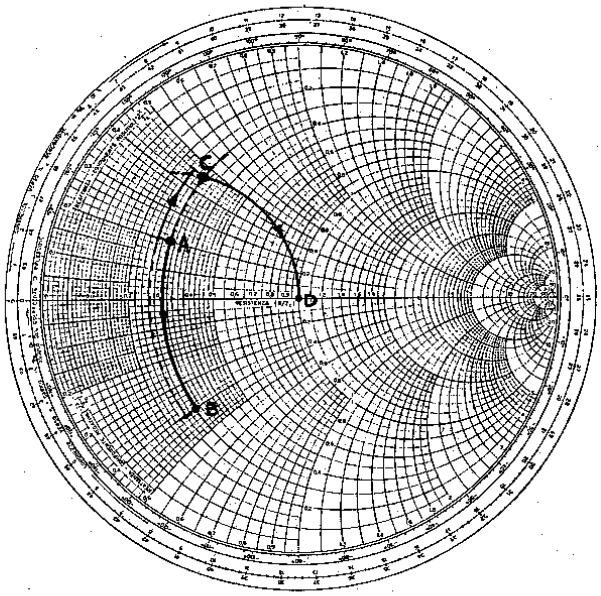


Fig. 11. — Soluzione grafica dell'ingresso dello stadio da 10 W.

Allegato 5.7 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

L_1: 0,4 + 0,47 → 0,87 × 50 = 43 Ω per cui L_1 = = 16 nH;

C_1: 1/1,5 × 50 = 33 Ω per pcui C_1 = = 13 pF.

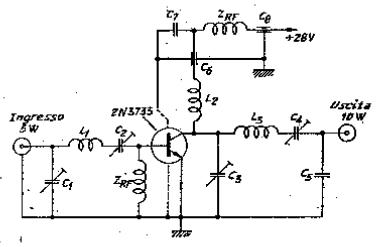


Fig. 12. — Schema elettrico degli stadi da 10 W.

C_1, C_2, C_3, C_4, (C_6): trimmer ad aria, 1,8 ÷ 13 pF; C_5: vedi testo; C_7, C_8: Feed-through bottone mica 1000 pF ERIE: C_7: 0,1 μF; L_1: 20 mm di filo di rame argentato con diametro 1 mm; L_2: piattina di rame di dimensioni; 0,2 mm × 4,0 mm × 25,0 mm; L_3: 2 spire di filo di rame argentato con diametro 1 mm, avvolte su supporto da 5 mm; Z_{RF}: vedi fig. 6.

In fig. 13 è invece indicato il calcolo del circuito di di uscita. Nel fissare il punto A si è assunto che la capacità di uscita sia il doppio C_{ob} (cioè 40 pF equivalenti a 10 Ω).

L'induttanza parallelo L_2 fa ruotare A fino a B. Dal punto B al punto C si opera con C_3 in parallelo. Da C che è il punto di intersezione con il cerchio a conduttanza costante passante per il centro della carta di Smith.

I valori dei componenti sono così calcolati:

L_2: 5,0 — 0,3 → 1/4,7 × 50 = 11 Ω per cui $L_2 \cong$ 5 nH

C_3: 1,0 — 0,3 → 1/0,7 × 50 = 70 Ω per cui $C_3 \cong$ 6 pF

L_3: 0,25 + 1,3 → 1,55 × 50 = 77 Ω per cui $L_3 \cong$ 30 nH

C_4: 1,3 — 0,5 → 0,8 × 50 = 40 Ω per cui $C_4 \cong$ 10 pF

C_5: 1,1 — 0 → 1/1,1 × 50 = 45 Ω per cui $C_5 \cong$ 8 pF

In pratica C_6 si è dimostrato poco critico tanto da poter essere sostituito da un piccolo condensatore fisso di qualche pF posto direttamente in parallelo al connettore di uscita. Anche in questa circostanza valgono, per quanto riguarda la precisione dei valori, le considerazioni fatte in precedenza e cioè che i valori stessi sono solo indicativi. Dal punto di vista meccanico si è ricorsi come in precedenza a scatole TEKÓ prof. 1 modificate. In particolare il fondo di rame sul quale sono stati montati i connettori di ingresso e di uscita e tutti gli altri componenti è stato vieppiù allungato e ripiegato a L in modo che possa funzionare allo stesso tempo da dissipatore di calore e da sostegno dell'amplificatore stesso. La potenza di uscita a 378 MHz di queste unità amplificatrici supera i 10 W quando siano alimentate a 28 V con 0,5 A.

5. — *Anelli ibridi - divisori e sommatori di potenza.*

L'anello ibrido [2, 3] è un dispositivo a 4 porte che può essere schematizzato come in fig. 14 con un esagono i cui lati sono lunghi $\lambda/4$ alla frequenza di lavoro.

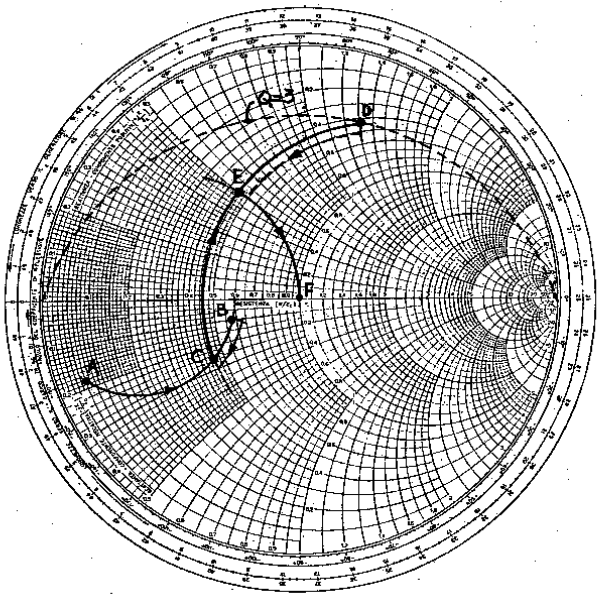


Fig. 13. — Soluzione grafica dell'uscita da 10 W.

si ruota poi in senso orario fino alla intersezione con la curva $Q = 3$ tramite l'induttanza serie L_3. Il condensatore serie C_4 riporta indietro D fino a raggiungere E

Affinchè alle porte 1, 2, 3 e 4 si « vedano » 50 Ω è necessario che le sei linee coassiali costituenti abbiano una impedenza caratteristica di 75 Ω circa. Le caratteristiche

salienti del dispositivo possono essere intuite pensando al gioco delle somme, in fase o in controfase, che avvengono su ciascuna porta, caricata su 50 Ω, quando si immetta un segnale RF in una sola di queste. Introducendo, ad esempio, un segnale nella porta 1 esso si troverà annullato sulla porta 3 a causa della differenza netta di $\lambda/2$ tra il percorso orario e quello antiorario del segnale. Il segnale stesso si troverà invece presente alla porta 2 e alla porta 4 ma con fase relativa uguale a 180°. Introducendo il segnale sulla porta 3 non si ha segnale in 1, ma si hanno segnali di uguale ampiezza e fase in 2 e 4. Data la simmetria del sistema è ovvio che, ad esempio, 2 non veda 4; cioè esiste in pratica un isolamento tra una porta e l'altra che si aggira sui 30 dB e oltre, anche su bande del 10%.

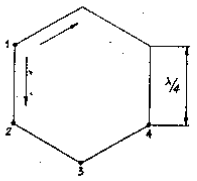


Fig. 14. — Schema di principio dell'anello ibrido.

Le caratteristiche peculiari del dispositivo sono state ampiamente sfruttate nel nostro progetto. Un primo anello ibrido, N_1, riceve il segnale da 10 W sulla porta 1 e lo presenta diviso in parti uguali e con fasi opposte agli amplificatori che seguono attraverso le porte 2 e 4. La porta 3 è chiusa su una resistenza coassiale da 50 Ω, 2 W. Il fatto che così collegati i due amplificatori non si vedano, garantisce la loro indipendenza per quanto riguarda le regolazioni di ingresso. Un altro vantaggio che la soluzione offre è quella che potenze eventualmente riflesse dai due ingressi interagiscono debolmente con la porta 1, e quindi con l'amplificatore pilota, ma vengono dissipate parzialmente dalla resistenza sulla porta 3.

Avvenuta la divisione e la amplificazione indipendente dei due segnali sarà necessaria la ricomposizione in fase. La cosa viene agevolmente ottenuta con un altro anello ibrido, N_2, collegato « all'indietro », usato cioè come sommatore. Se opportunamente collegato, alla porta 1 del secondo ibrido sarà presente la somma delle potenze presentate alle porte 2 e 4. La resistenza sulla porta 3 è usata come in precedenza, per dissipare le componenti non adattate delle due uscite. La potenza misurata sulla porta 1 è di circa 25 W.

Attuazione pratica. – La originale soluzione meccanica adottata permette di realizzare gli anelli ibridi di forma molto compatta e solida. Come si vede in fig. 15 trattasi di una combinazione di 6 tubicini di ottone argentato con diametro interno adatto a contenere degli spezzoni di uguale lunghezza di cavo coassiale da 75 Ω (RG11U) privato della calza esterna. I tubicini, che dovranno essere lunghi $\lambda/4$ effettivi, tenendo conto della presenza del dielettrico, sono saldati a due tubi rettangolari di dimensioni standard 30 × 65 mm sui quali sono avvitati o saldati, dalle opposte parti, i connettori tipo *N* per le porte di ingresso e di uscita. Le connessioni dei tubicini ai connettori e tra loro può essere fatta agevolmente dall'esterno con un piccolo saldatore. L'accoppiamento RF con l'esterno e tra i connettori adiacenti è minimo. Il tubo rettangolare infatti, in questa circostanza, si comporta come una guida di onda a frequenza di taglio estremamente più alta di quella di lavoro.

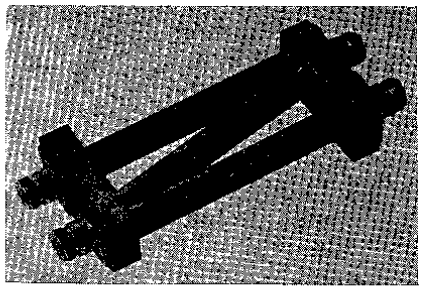


Fig. 15. — Anello ibrido funzionante a frequenze attorno ai 400 MHz.

Ottimizzato per una frequenza di 408 MHz questo ibrido ha un isolamento superiore ai 25 dB a 378 MHz.

6. – *Protezione R.F.*

Dalla porta 1 del secondo anello ibrido il segnale RF raggiunge il connettore di uscita attraverso un accoppiatore direzionale di accoppiamento e direttività noti, (20 e 25 dB rispettivamente).

Il sistema completo è mostrato in fig. 16. Dal lato *F* (forward) della linea accoppiata si preleva, attraverso

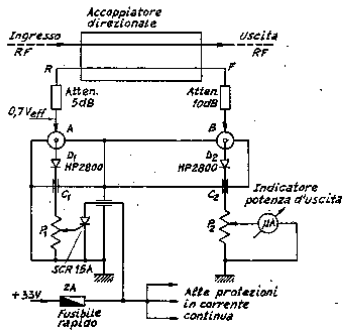


Fig. 16. — Schema del circuito di protezione a radio frequenza.

un attenuatore da 10 dB, un segnale sufficiente a fare funzionare, dopo opportuna rivelazione (tramite D_2) e filtraggio (C_2) un microamperometro indicatore della potenza relativa di uscita disposto sul pannello frontale.

Il potenziometro P_2 regola la sensibilità di lettura e andrà regolato per una indicazione conveniente. Sulla uscita *R* (reflected) la potenza è proporzionale al disadattamento del carico: essa si presta ottimamente ad interrompere le alimentazioni degli amplificatori di potenza qualora il carico venga a mancare o risulti non adattato. In particolare si è fatto in modo, regolando P_1, che lo SCR scatti per un SWR superiore a 2. La interruzione delle alimentazioni avviene in modo efficace ed economico, provocando un corto circuito con la violenta conduzione dello SCR a valle del fusibile rapido da 2 *A* in serie. La taratura del dispositivo con SCR viene fatta con generatore di RF esterno applicando all'ingresso *A* un segnale di circa 0,7 V efficaci. La tensione continua dopo D_1 e C_1 è presente ai capi di P_1 al cui cursore è collegato l'elettrodo di controllo dello SCR. Il dispositivo di sicurezza è alloggiato in una scatola TEKO prof. 1 munita di opportuni connettori.

Per quanto riguarda lo schema di principio e la realizzazione meccanica dell'accoppiatore direzionale ci si riferisca alle figg. 17 e 18. Esso fa parte di quella serie di componenti, come anche l'anello ibrido, progettati e

Allegato 5.9 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

realizzati dal Laboratorio di Radioastronomia di Bologna per uso generale in circuiti R.F. attorno ai 400 MHz.

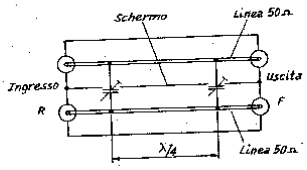


Fig. 17. — Schema di principio dell'accoppiatore direzionale.

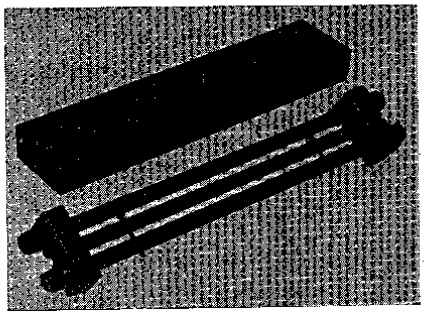


Fig. 18. — Accoppiatore direzionale per 400 MHz.

7. – *Protezione in corrente continua.*

È possibile distruggere transistori costosi, ad esempio con la semplice regolazione di un trimmer. La giunzione base-emettitore di un transistore come il 2N 3733 sopporta infatti una tensione massima di 4 V e, in fase di messa a punto, è facile, provocando forti VSWR, avvicinarsi ai valori limite. Si è costatato che il circuito limitatore di fig. 19 (perfezionamento di quello suggerito dalla RCA [4]) serve allo scopo di limitare la potenza in corrente continua fornita agli amplificatori e quindi evita che essi possano superare i limiti di dissipazione. In particolare, appena lo corrente assorbita dall'amplificatore supera un valore prefissato, la tensione all'uscita del dispositivo va a zero secondo il grafico di fig. 20. I due valori di corrente prefissati (agendo su R_1) sono 300 mA per il 5 W e 600 mA per i tre amplificatori da 10 W. Con il trimpot P_1 si regola la tensione di uscita al valore nominale di 28 V.

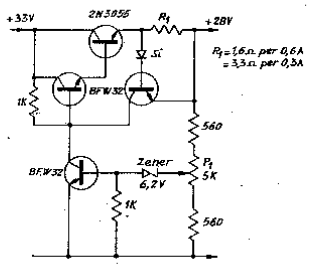


Fig. 19. — Schema del circuito di protezione in corrente continua.

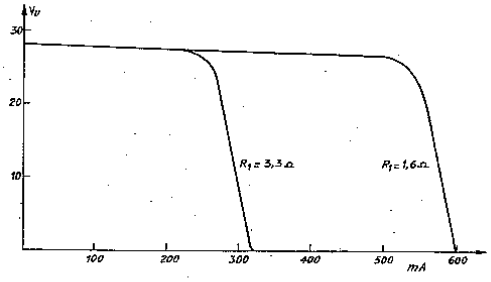


Fig. 20. — Andamento tensione-corrente del circuito di protezione in corrente continua.

Il dispositivo utilizza 4 transistori molto economici e pochi altri componenti. Il suo costo complessivo è inferiore ad un quinto di quello del transistore che esso efficacemente protegge ed il suo uso è consigliabile, almeno in fase di taratura del complesso. L'attuazione pratica è su basetta a circuito stampato unita al grosso dissipatore termico necessario per il transistore 2N 3055.

8. – *Alimentatori stabilizzati.*

Le stringenti esigenze di stabilità di ampiezza della uscita RF impongono l'uso di alimentazioni fortemente stabilizzate. In fig. 21 è riportato lo schema dell'ali-

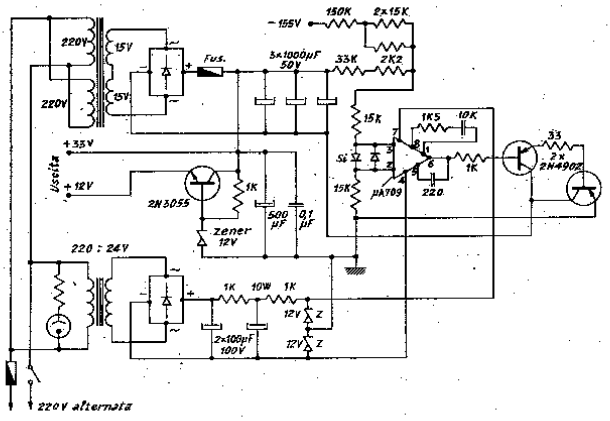


Fig. 21. — Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato standard.

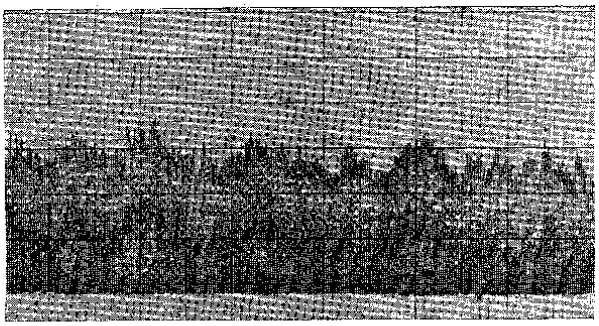


Fig. 22 *a*. — Grafico della stabilità di frequenza dell'oscillatore a tubi. Una divisione verticale corrisponde a 15 Hz.

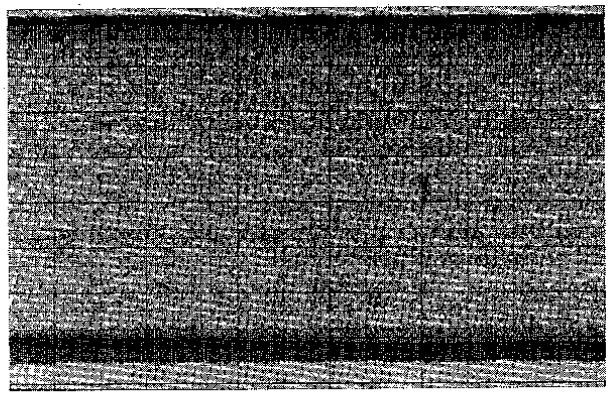


Fig. 22 *b*. — Grafico della stabilità dell'oscillatore a transistori. Una divisione verticale corrisponde a 15 Hz.

mentatore del gruppo pilota. Quello degli stadi di potenza è pressocchè uguale salvo l'assenza dell'uscita di 12 V e il maggior dimensionamento. Si noti come esista un ingresso marcato — 155 V. Questa è la tensione di riferimento con stabilità di 10^{-5} usata in tutto l'impianto di Medicina. In casi ordinari il riferimento potrà essere ottenuto con l'uso di un semplice diodo Zener. La tensione d'errore viene amplificata dall'amplificatore operazionale μA 709 che pilota a sua volta i due transistori di controllo serie 2N 4902. La stabilità della tensione di uscita è di 10^{-4} mentre l'ondulazione può considerarsi trascurabile.

Strumenti e accessori.

I pannelli frontali sia del gruppo « pilota » che di quello « potenza » sono muniti di strumenti per la lettura di alcuni dati essenziali. In particolare il gruppo di potenza è fornito di 4 microamperometri: tre indicano le correnti assorbite dagli amplificatori, mentre il quarto indica la potenza relativa d'uscita. L'unico strumento presente nel gruppo di pilotaggio è commutabile e può indicare le correnti di tutte le tre le unità costituenti. L'indicazione delle correnti, data la classe di lavoro degli amplificatori, è un indice del loro funzionamento corretto e della entità del pilotaggio. L'individuazione di eventuali guasti è quindi immediata.

Su un fianco del gruppo di potenza sono montate due ventole per raffreddare i tre amplificatori di potenza. Poichè l'oscillatore locale lavora in modo contiuuativo,

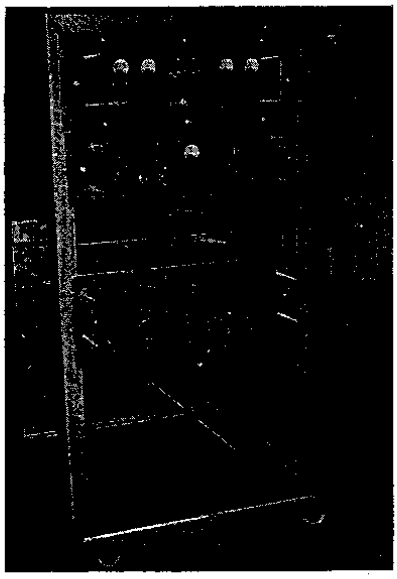


Fig. 23. — Insieme dell'oscillatore-amplificatore di potenza per 378 MHz.

Allegato 5.11 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

si è ritenuto opportuno montare una ventola anche nella scatola del pilota.

CONCLUSIONI.

Sono state effettuate prove per confrontare il vecchio oscillatore a valvole con quello a transistori. In fig. 22 *a* e 22 *b* sono messe a confronto, per esempio, le stabilità di frequenza dei due esemplari: ogni divisione verticale corrisponde a 15 Hz. Il tracciato è costituito da una successione di punti di campionamento.

La stabilità del livello di uscita è risultata migliore di 10^{-3} ed adeguata all'uso previsto.

Il livello delle risposte spurie, una volta messo a punto tutto l'amplificatore osservando l'analizzatore di spettro da esso collegato, risulta:

— segnali a $\pm$ 21 MHz da 378 MHz: — 60 dB;
— seconda armonica a 756 MHz: — 45 dB;
— terza armonica a 1134 MHz: — 55 dB;

gli altri prodotti spuri sono attenuati più di 60 dB rispetto al segnale utile.

La potenza di uscita è prossima ai 25 W a 378 MHz.

Si ringrazia il p.i. L. Bentivogli per l'assistenza prestata durante il montaggio dell'apparecchiatura.

BIBLIOGRAFIA

[1] G. COLLA, G. TOMASSETTI: *AGC controlled oscillator is extremely stable.* - « Electronic Design », XVII, vol. 15, luglio 1969.

[2] A. BRACCESI, G. SINIGAGLIA: *High stability receiver for radio astronomical use.* - « Alta Frequenza », XXXI, n. 2, 1962).

[3] G. SEDMAK: *Analisi teorica delle proprietà dell'anello ibrido nel caso generale.* - « Alta Frequenza », XXXVII, n. 10, 1968).

[4] R.C.A.: *Silicon power circuits manual.* - Technical series SP-50, 1967.

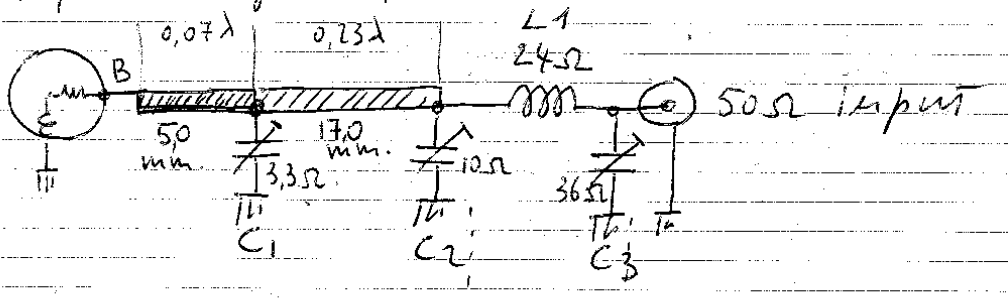
Allegato 5.12 Copia articolo *"Generatore di radio frequenza a transistori da 25 W a 378 MHz"* (1972)

Amplificatore di Potenza JO 2015

Input Re = 1 Ω at 400 MHz λ = 73,5 cm

Input Im = + 0,5 Ω $Q_{max} = 2$

Input matching strip $Z_0 = 50\ \Omega$



$X_c = \frac{1}{\omega c}$ oppure 0,076 λ = 56 mm.

$$c_1 = \frac{1}{\omega X_{c_1}} = \frac{10^{-6}}{6,28 \times 408 \times 3,3} = 0.000118 = 118\ pF$$

$$c_2 = \frac{10^{-6}}{6.28 \times 408 \cdot 10} = 0,000039 = 39\ pF$$

$$C_3 = \frac{10^{-6}}{6,28 \times 408 \times 36} = 0,0000108 \simeq 11\ pF$$

$X_{L_1} = \omega L_1$ $L_1 = \frac{X_L}{\omega} = \frac{24}{6,28 \times 408} 10^{-6}$

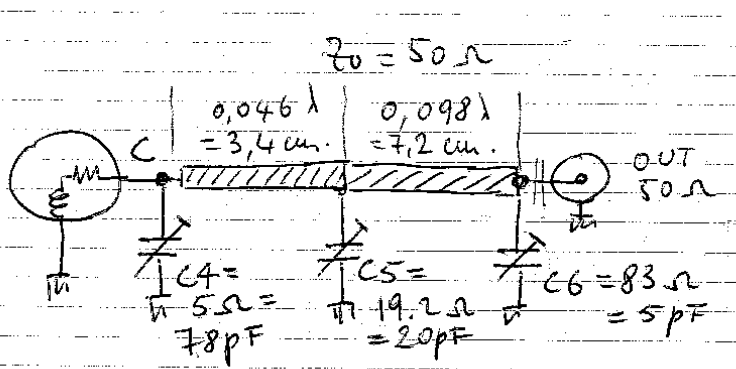
= 9 nH oppure una strip lunga 56 mm.

Allegato 6.1 Copia di manoscritto del Dr. Tomassetti, relativo ai calcoli di progettazione originali dell'amplificatore di potenza dell'O.L.

$\lambda = 73{,}5$ cm

Out Re = 2,1 Ω

Out Im = +3,8 Ω



$$C_4 = \frac{1}{\omega X_{C_4}} = \frac{10^{-6}}{6{,}28 \times 408 \times 5} = 0{,}000078 = 78\ pF$$

$$C_5 = \frac{10^{-6}}{6{,}28 \times 408 \times 19{,}2} = 0{,}000020 = 20\ pF$$

$$C_6 = \frac{10^{-6}}{6{,}28 \times 408 \times 83} = 0{,}000005 = 5\ pF$$

22,5 Ω

$$X_L = \frac{22{,}5}{6{,}28 \times 408} \cdot 10^{-6} \cong 9\ \mu H$$

Allegato 6.2 Copia di manoscritto del Dr. Tomassetti, relativo ai calcoli di progettazione originali dell'amplificatore di potenza dell'O.L.