

OSCILLATORE-AMPLIFICATORE ALLO STATO SOLIDO A 408 MHZ
PER LE PROVE "A" E "B" DEL RADIOTELESCOPIO "CROCE DEL
NORD"

R. Ambrosini, L.Bentivogli, F.Perugini, G.Tomassetti

LRA 15/76

RAPPORTO INTERNO

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

LABORATORIO DI RADIOASTRONOMIA

c/o ISTITUTO DI FISICA «A. RIGHI»

Via Irnerio, 46 - 40126 BOLOGNA (Italy)

1 - Introduzione

Il sistema di messa in fase dell'impianto di Medicina prevede due passi successivi che vengono indicati come "prova A" e "prova B". Senza entrare nella logica delle misure ampiamente descritta in altra sede ⁽¹⁾ si prende atto che nelle due prove sono necessarie potenze diverse e rispettivamente di 2W e 1mW circa. Questa notevole differenza si giustifica ricordando che nella prova A, il segnale inviato dalla centrale per misurare la lunghezza delle linee di prova viene attenuato sia in andata che in ritorno dalle linee stesse che sono lunghe alcune centinaia di metri. Nella prova B invece, viene fatto il confronto di fase fra un ricevitore di riferimento ed ognuno degli altri. La potenza necessaria è molto minore dato che il segnale questa volta torna alla centrale amplificato dal ricevitore radioastronomico.

Il circuito utilizzato fino ad oggi prevedeva un oscillatore a transistor con 3 quarzi termostatati (F_0 , $F_0+\Delta$, $F_0-\Delta$) che pilotava un moltiplicatore per sei, pure allo stato solido. La potenza di uscita di questo dispositivo era nell'ordine dei 100 mW a 136 MHz con un contenuto armonico relativamente grande. Nella stessa scatola era alloggiato anche il triplicatore, che chiameremo di bassa potenza, più il filtro di uscita (risonatore coassiale in $\lambda/4$) che fornivano il segnale a 408 MHz per la prova B. Il triplicatore era realizzato utilizzando un portadiodi coassiale di recupero costruito nel laboratorio e appartenente ai primi ricevitori usati nell'impianto di Medicina. Prima di raggiungere l'utilizzazione, questo segnale, attraverso una commutazione coassiale, attraverso un ulteriore filtro del tipo passa banda (quello normalmente utilizzato all'ingresso dei ricevitori radioastronomici). Si noti come anche il segnale della prova A, opportunamente selezionato passi attraverso lo stesso filtro. Tutti i componenti menzionati sono contenuti

nella scatola denominata 3BE. Una seconda scatola denominata 3BG contiene il triplicatore di potenza a valvole con relativo dispositivo di sicurezza. Il segnale di pilotaggio a 136 MHz raggiunge questo stadio in alternativa al triplicatore di bassa potenza visto in precedenza con la semplice commutazione di un relé coassiale. La potenza di uscita di questo dispositivo era dell'ordine del paio di W.

2 - Il nuovo circuito

Sulla necessità di rivedere alcune vecchie parti dell'impianto di Medicina non ci sono dubbi: tra l'altro l'oggetto in questione funzionava ancora a valvole termoioniche con tutti gli inconvenienti che ne derivavano sia dal punto di vista della manutenzione che della stabilità.

Anche la vecchia parte allo stato solido essendo stata progettata più di dieci anni fa, ci è sembrata obsoleta e comunque non sufficientemente filtrata. Si è constatato poi che era inutile insistere sulle tre frequenze di oscillazione che permetterebbero la misura dei ritardi dalla centrale, visto che questa possibilità in pratica non è mai stata utilizzata nell'ultimo decennio di funzionamento dell'impianto. E in ogni caso, se qualcuno pensasse di sfruttare questa tecnica di misura, la potenza sufficiente e le frequenze esatte potranno essere agevolmente ottenute dal nostro generatore di segnali HP mod. 8640b collegato direttamente al triplicatore di potenza oggetto di questa nota. Anche la termostatazione dell'oscillatore a quarzo è stata ritenuta superflua e a giustificazione di questo basterà meditare il grafico di fig. 4.

La parte nuova è dunque costituita da una scatola TEKO mod. 373 entro cui è sistemato l'oscillatore vero e proprio, il primo triplicatore e lo stadio di uscita che fornisce una potenza di circa 200 mW a 136 MHz.

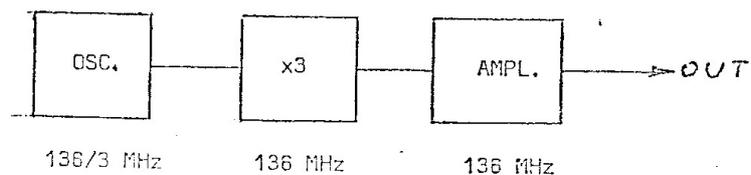
Questa unità è alloggiata entro la precedente scatola 3BE e sostituisce il vecchio oscillatore termostato e il relativo moltiplicatore per sei. Il nuovo triplicatore di potenza è invece contenuto in una scatola separata che sostituisce totalmente la precedente 3BG. Le alimentazioni sono fornite da una ulteriore scatola sistemata sullo stesso rack.

2.1 - Oscillatore, triplicatore, pilota

La frequenza ultima necessaria è 408 MHz e dato che non esistono oscillatori semplici e stabili a questa frequenza è necessario ricorrere a moltiplicazioni successive di un segnale prodotto da un risuonatore piezoelettrico a una frequenza sensibilmente più bassa.

Il fattore moltiplicativo N è arbitrario ma fino ad un certo punto. Va infatti tenuto presente che le moltiplicazioni efficienti sono solo quelle x2 e x3, che il quarzo non può oscillare a frequenze > di 100 MHz, che nessuna armonica deve cadere entro la banda della media frequenza.

Una soluzione possibile è quella indicata più sotto.



La frequenza iniziale è stata fissata pertanto a $136/3 = 45.\bar{3}$ MHz che rappresenta un ragionevole compromesso fra le considerazioni precedenti. Il quarzo lavora in "terza overtone" ed è ragionevole aspettarsi una buona stabilità della frequenza generata. Il circuito oscillatore vero

e proprio è ormai classico nel nostro laboratorio elettronico e deriva da un lavoro precedente⁽²⁾. La peculiarità del nostro circuito risiede nella sua assoluta non criticità dell'avvio delle oscillazioni (oscilla infatti a partire a 3V di alimentazione) e dalla non necessità di accordare l'uscita dello stadio. Il trimmer C1 ha la sola funzione di adattare l'impedenza tra il drain di T1 e la base di T2. L'uscita a 45.3 MHz può essere controllata con l'analizzatore di spettro collegato tra C1 e massa. La potenza in questo punto è di poco superiore ai 10 mW.

T2 è un buffer-invertitore di fase: sul suo collettore e sull'emitter sono disponibili i segnali in controfase per pilotare il successivo triplicatore in push-pull. La configurazione push-pull, a causa della sua particolare simmetria, accentua le armoniche dispari e quindi, nel nostro caso, quella a 136 MHz. Infatti L1 viene fatta risuonare a questa frequenza. La regolazione differenziata di C2 e C3 e la eventuale aggiunta di piccole capacità di simmetrizzazione poste all'ingresso del triplicatore permettono reiezioni dei segnali indesiderati dell'ordine dei 20-30 dB. Il circuito L1-L2 costituisce un filtro di banda accoppiato magneticamente e pilota a bassa impedenza, tramite L3, il transistor finale: un 2N3868.

La resistenza da 10 ohm in serie all'ingresso, smorzando il circuito, rende meno critica la regolazione del livello di pilotaggio e stabilizza efficacemente il transistor stesso. L'introduzione maggiore o minore di L3 in L2 è però molto critica, dipendendo da essa il carico visto dai circuiti risonanti e quindi il loro grado di accoppiamento. In pratica è necessario un compromesso fra potenza trasferita all'uscita e la banda passante. Nel caso specifico la potenza di uscita è stata regolata a 10 mW con una reiezione aggiuntiva delle armoniche indesiderate di 10-15 dB.

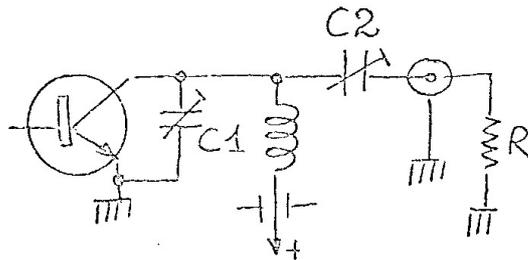
Il transistor finale opera in classe C. Difatti, senza pilotaggio, in esso non scorre corrente. Con il pilotaggio menzionato la corrente

sale a circa 60 mA e la potenza di uscita a 200 mW, mentre la reiezione finale delle armoniche indesiderate, supera i 30 dB.

Il dimensionamento dei circuiti risonanti è ovvio per quanto riguarda L1 e L2: il loro accoppiamento si determina però sperimentalmente fino ad ottenere una banda passante ragionevole (10-15 MHz a -3 dB), non disgiunta da una resa sufficientemente elevata.

Si noti che l'accoppiamento e in generale tutti gli accordi ove siano presenti induttanze, variano sensibilmente quando il contenitore metallico viene chiuso dal suo coperchio. Questo spiega la presenza dei fori di taratura sullo stesso. Il sistema di adattamento fra collettore del transistor di potenza e il bocchettone di uscita è un po' meno ovvio dei precedenti e per la sua determinazione si ricorre al calcolo seguente:

(dati del costruttore a $V_{CE} = 28 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ mA}$, $F = 400 \text{ MHz}$)



$$R_C = 200 \Omega$$

$$C_{out} = 10 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = R \left(\frac{R_C}{R} - 1 \right)^{\frac{1}{2}} = 50 \times 1.73 = 87 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_{C2}} \approx 13 \text{ pF}$$

C2 è visto in parallelo a C1 come:

$$X_{C2(p)} = X_{C2} \left\{ 1 + \left(\frac{R}{X_{C2}} \right)^2 \right\} = 87 \times 1.33 = 116 \Omega$$

$$C_{2(p)} \approx 10 \text{ pF}$$

La capacità in parallelo a L sarà nel suo complesso la somma di tutti i contributi:

$$C_{out} + C_{2(p)} + C_1 = 10 + 10 + 10 = 30 \text{ pF}$$

per cui

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 136^2 \times 10^{12} \times 30 \times 10^{-12}} = 0,04 \text{ } \mu\text{H}$$

I valori dei componenti ora calcolati sono poco più che indicativi, se non altro a causa della non uniformità di caratteristiche dei transistor, pertanto la inserzione di elementi variabili regolabili in sede di taratura è inevitabile. L'induttanza L4 è invece portata al suo valore teorico con l'uso del Qmetro.

2.2 - Il triplicatore di potenza

Si è detto che la frequenza finale necessaria è quella del centro banda della nostra finestra di ricezione e cioè 408 MHz, per cui il segnale disponibile a 136 MHz dovrà essere ulteriormente moltiplicato per tre. Non solo: la sua potenza dovrà raggiungere il livello di circa 2 W con una purezza spettrale e un rumore intrinseco particolarmente buoni.

Il guadagno deve essere stabile praticamente solo a breve termine, dato l'uso previsto (determinazione di uno zero). Assoluta è invece la necessità dell'assenza di autoscillazioni. Tutte le precedenti esigenze e ragioni pratiche, come la facilità di taratura, dettano l'uso di due moduli: il primo di bassa potenza (800 mW a 408 MHz) e il secondo finale di potenza (2 W a 408 MHz) realizzati in due telaietti TEK0 della serie

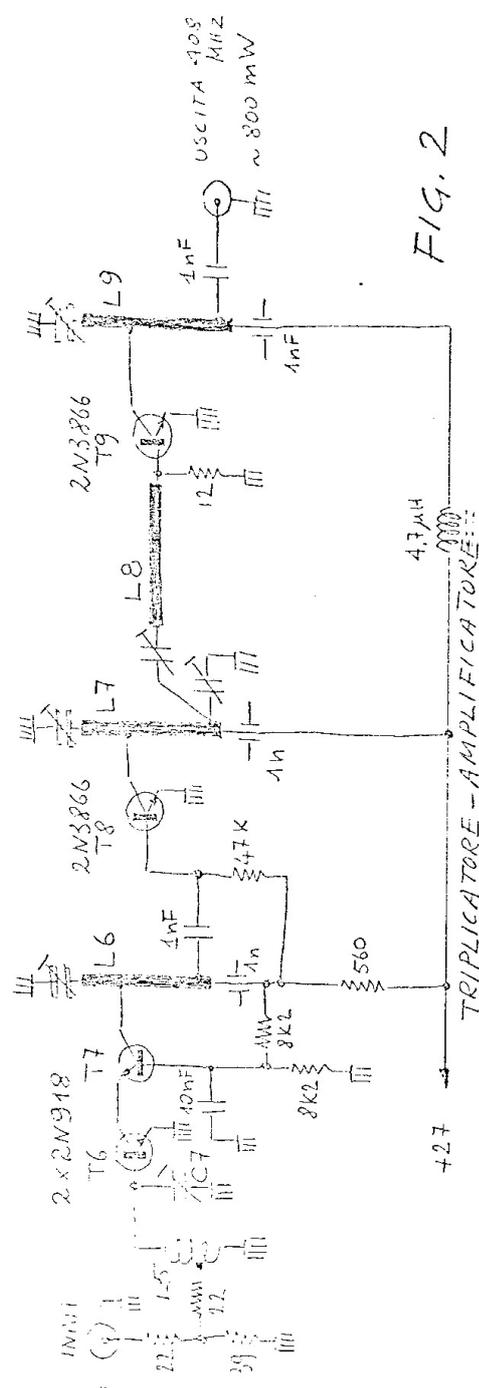
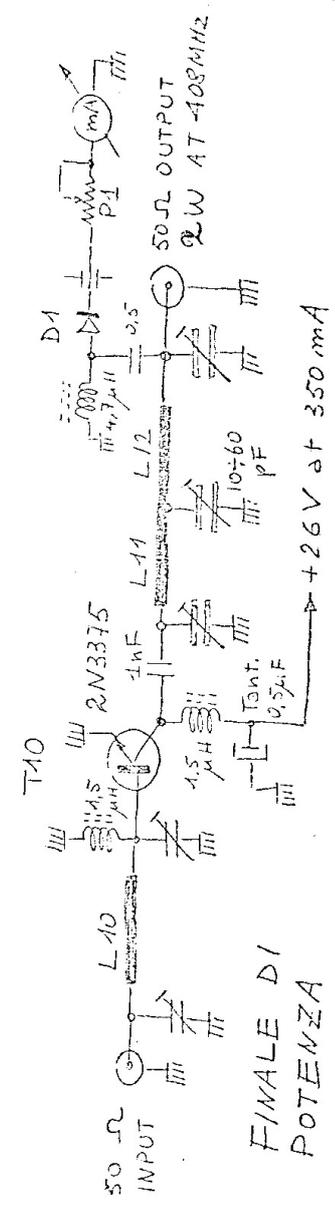


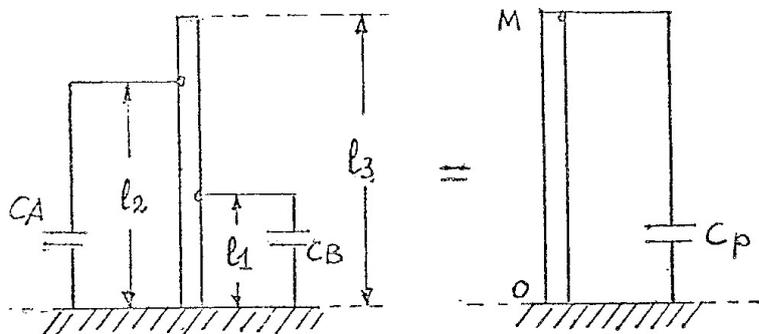
FIG. 2



372 e 373 ed entrambi alloggiati nella stessa scatola sostitutiva della precedente 3EG, come detto prima.

Per ridurre l'influenza della lunghezza del cavo di collegamento l'ingresso al modula A avviene tramite un attenuatore fisso da 10 dB. In tal modo la potenza effettivamente presente all'ingresso del primo stadio è prossima ai 20 mW, più che sufficienti comunque a far condurre T6 che è normalmente interdetto. Questi "squadra" il segnale d'ingresso producendo una grande quantità di armoniche. L'unione di T6 e T7 costituisce allora un amplificatore-triplicatore del tipo "cascode" ad alto rendimento. Il cascode tra l'altro è poco critico e difficilmente auto-oscilla. Nel caso specifico poi, la stabilità è particolarmente buona a causa del fatto che i circuiti d'ingresso e d'uscita risuonano a frequenze diverse (136 e 408 MHz rispettivamente). L'induttanza d'ingresso è ancora classicamente costituita da spire affiancate. Da L6 in poi invece le induttanze sono in realtà delle linee risonanti, caratterizzate da una lunghezza che dipende essenzialmente da λ e da una impedenza caratteristica, che dipende dalle dimensioni fisiche e dalla distanza dal piano di riferimento. Le "prese" lungo la linea, sia per il collettore del pilota, che per l'ingresso dello stadio successivo, sono necessarie per adattare le rispettive impedenze, in modo da avere il massimo trasferimento di energia alla frequenza di lavoro. In questo modo la linea ha una duplice funzione: a) selezionare la frequenza utile; b) adattare le impedenze. Questa possibilità nasce dalla considerazione che una linea lunga $\lambda/4$ cortocircuitata ad un estremo, ha impedenze crescenti da zero a infinito salendo dal corto verso l'aperto.

La linea risonante non potrà essere lunga $\lambda/4$ a cause del carico reattivo degli elementi associati; così ad esempio in figura



le capacità CA e CB saranno viste entrambe in parallelo (CP) tra M e massa, ma ridotte di un fattore $(\frac{l_1}{l_3})^2$ e $(\frac{l_2}{l_3})^2$ rispettivamente. Ciò non toglie che la capacità terminale CP non possa essere relativamente grande. Ragioni pratiche come la sistemazione entro una scatola di dimensioni prefissate limitano la lunghezza dei nostri risuonatori a 35 o 36 mm massimi. Ci si chiede pertanto quale dovrà essere la capacità terminale di accordo CP e quale l'impedenza Z0 della linea stessa. Fissato un diametro della linea a 1,2 mm e una distanza media dal piano di riferimento di circa 5 mm dalle tabelle si ha che D/d circa = 4 per cui Z0 circa = 100 ohm.

Dalla nota relazione

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{X_C}{Z_0}$$

si ricava

$$X_C = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}$$

sostituendo i valori si ha

$$X_C = 100 \operatorname{tg} \frac{2\pi \times 3.6}{73} = 30 \Omega \text{ da cui } C \approx 40 \text{ pF}$$

In pratica allora alcune decine di pF saranno necessari a risuonare la nostra linea e di questi una parte sono introdotti ad arte con l'inserzione di un condensatore semifisso che permetterà la regolazione fine della frequenza di risonanza. Con un procedimento analogo si sono calcolati i circuiti di L6, L7, L8, L9. Gli stadi, man mano che i livelli di segnale aumentano, dovranno essere dimensionati in modo da poterli efficacemente amplificare. Così ad esempio T8, tenendo conto che l'uscita di T7 è relativamente bassa, lavora in classe A. T9 invece non è polarizzato e conduce solo quando è energicamente pilotato. Si fa presente che anche in questa circostanza la taratura dei compensatori dovrà essere fatta attraverso gli appositi fori del coperchio della scatola. La potenza di uscita di questo modulo è di circa 900 mW con contenuto subarmonico (fondamentale del quarzo, ecc.) pressochè trascurabile. Le armoniche superiori di 408 MHz (816, 1224 ecc.) non vengono neanche considerate a causa della fortissima attenuazione che esse subiranno durante il passaggio nelle linee di prova. Il modulo B è costituito da una scatola TEKO in cui è alloggiato il finale di potenza. Per amplificare 800 mW a 408 MHz, anche se di pochi dB, sono necessari transistori di una certa qualità e di notevole dissipazione. Il tipo 2N3375 "overlay" della RCA è stato da noi utilizzato in molte altre circostanze ed essendo tra l'altro immediatamente disponibile non ci ha in pratica permesso altra scelta. Un circuito adatto ad amplificare queste potenze a queste frequenze non può essere improvvisato e l'aiuto del metodo grafico con la carta di Smith è veramente necessaria.

A dimostrazione della potenza e della semplicità del metodo si riportano i calcoli relativi al nostro circuito d'ingresso e a quello di uscita del 2N3375.

2.3. - Ingresso

Parametri forniti dal costruttore a 28 V, 400 MHz e IC = 250 mA:

$$\text{Re}(h_{ie}) = 12 \text{ ohm}$$

$$\text{Im}(h_{ie}) = +8 \text{ ohm}$$

Il punto corrispondente sulla carta di Smith di fig. 5 è A. Infatti normalizzando a 50 ohm si ha che:

$$\text{Re}(h_{ie}) = 12/50 = 0,24$$

$$\text{Im}(h_{ie}) = 8/50 = 0,16$$

Il punto A viene ruotato da una suscettanza capacitiva fino ad intersecare l'asse reale in B. Il valore degli elementi si calcola facendo la somma algebrica dei valori estremi per cui $2 - 0 = 2$ Siemens. Tenendo conto della normalizzazione e del fatto che si ha una suscettanza, la reattanza equivalente vale:

$$50/2 = 25 \text{ ohm} = 18 \text{ pF}$$

Il punto B viene fatto ruotare dalla linea risonante L10 fino a raggiungere il punto C. Il valore di L potrà essere espresso sia come frazione di λ che come induttanza vera e propria. Nel primo caso si individua sulla circonferenza esterna il punto E che risulta essere 0,078 λ dall'origine della rotazione O. La lunghezza equivalente è dunque $73 \times 0,078 = 5,5$ cm.

Nel secondo caso si ha invece $X(c) = 0,48 \times 50 = 24$ ohm. Da cui:

$$L = X_L / \omega = 0,01 \times 10^{-6} = 10 \text{ nH.}$$

Il valore di induttanza richiesto come si vede è molto piccolo ed è di non immediata realizzabilità. Nel nostro caso si è raggiunta una soluzione di compromesso; si è fatta cioè una linea un po' più corta del valore calcolato ma ripiegata su se stessa in modo che abbia una certa "autoinduzione". Per portare il punto C su D e cioè ai 50 ohm reali del connettore di ingresso occorre una capacità in parallelo che vale:

$$X(c) = 50 / (1,38 - 0) = 36 \text{ ohm} = 11 \text{ pF circa}$$

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 62-857-100	KAY ELECTRIC COMPANY PINE BROOK N.J. © 1954 PRINTED IN USA	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

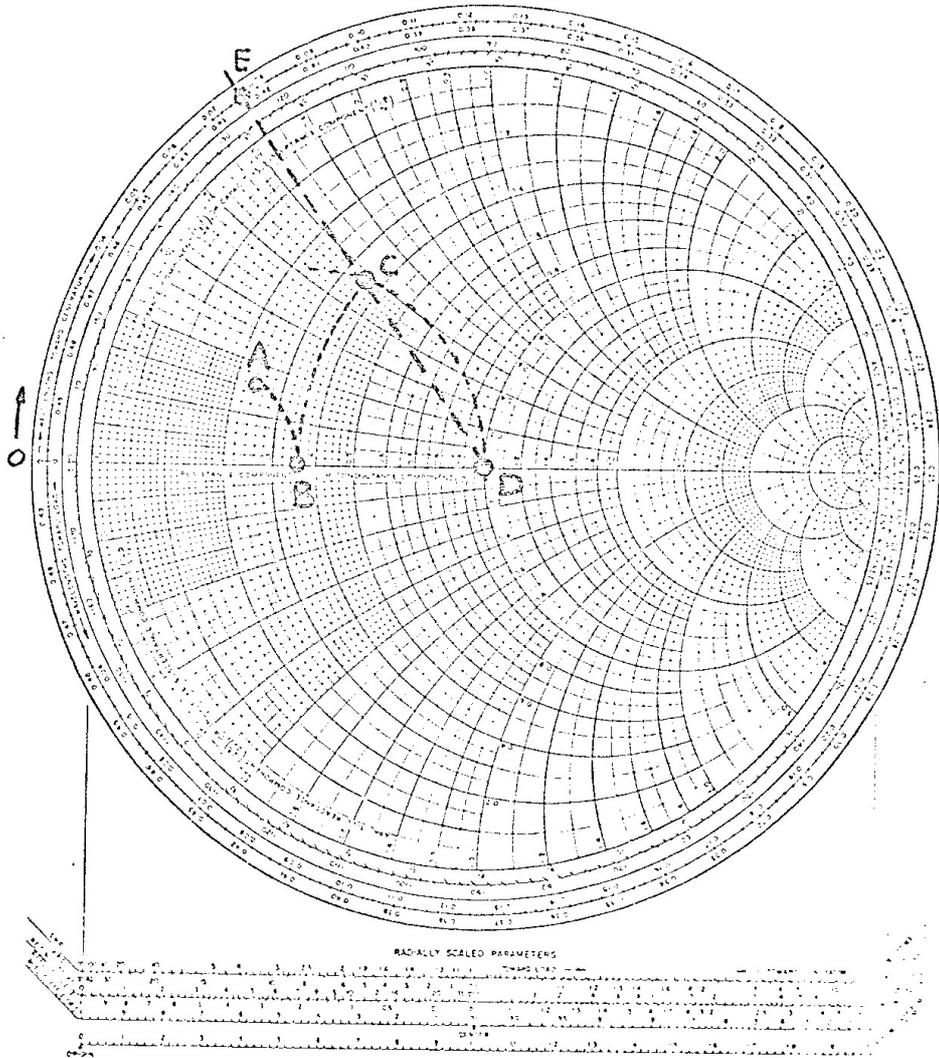


FIG. 5
INPUT D1 T10

Il circuito d'ingresso risulta così univocamente determinato.

Per il circuito di uscita il costruttore fornisce questi dati:

$$\operatorname{Re}(1/y_{22}) = 60 \text{ ohm} \quad \text{che normalizzato vale } 1,2$$

$$C_{\text{out}} = 10 \text{ pF} = 39 \text{ ohm} \quad \text{che normalizzato vale } 0,78$$

Si individua il punto sul piano complesso della carta di Smith e si indica con A. Per non fare una rete a Q troppo basso si aumenta la capacità parallela intrinseca, ruotando A fino a C con una capacità esterna, di valore che ora calcoleremo. Si noti che il Q corrispondente vale 2,5:

$$B(C) = 2,1 \quad B(A) = 0,78$$

$$2,1 - 0,78 = 1,32 \quad \text{per cui } X = 50/1,32 = 38 \text{ ohm a cui corrispondono } 10 \text{ pF.}$$

Per far ruotare C fino a D è necessaria una induttanza o una linea di trasmissione lunga $0,087 \lambda$, come si vede sul cerchio esterno (punti G, I). Esplicitando si ha $0,087 \times 73 = 6 \text{ cm}$, oppure se ne calcola la induttanza come visto in precedenza facendo la differenza delle reattanze normalizzate corrispondenti ai punti estremi C e D. Così si ha:

$$X(C) = 0,38$$

$$X(D) = 0,17$$

$$0,38 - 0,17 = 0,21 \quad \text{per cui}$$

$$0,21 \times 50 = 10,5 \text{ ohm} \quad \text{a cui corrisponde una induttanza}$$

$$L = 10,5 : 6,28 \times 408 \times 10^{-6} = 10 \text{ nH}$$

Il punto D viene ora riportato sull'asse reale con una capacità in parallelo di cui calcoliamo il valore:

$$B(D) = 2,9$$

$$B(E) = 0$$

$$2,9 - 0 = 2,9 \quad \text{per cui la reattanza vale}$$

$$50/2,9 = 17 \text{ ohm} \quad \text{cioè } 23 \text{ pF.}$$

Da E si ruota ancora in senso orario fino a raggiungere F con una linea risonante di lunghezza $= 0,277 \lambda$ (punti esterni H, L). Esplicitando

abbiamo $0,077 \times 73 = 5,6$ cm.

Anche in questo caso potremo calcolare l'induttanza equivalente che comunque poco si allontana dal valore precedentemente calcolato. Per ultimo si calcola la capacità parallelo necessaria per ruotare il punto F sull'asse reale e in particolare a 50 ohm: (vedi fig.6)

$$B(F) = 1,35 \text{ Siemens}$$

$$B(O) = 0$$

$$1,35 - 0 = 1,35$$

$$X = 50/1,35 = 37 \text{ ohm a cui corrispondono } 10 \text{ pF.}$$

Così anche il circuito d'uscita è determinato i tutti i suoi componenti.

Il circuito pratico prevede la unificazione delle induttanze L11 e L12 in una unica linea risonante, con le capacità semifisse ora calcolate poste all'inizio, al centro e alla fine della stessa.

Sul connettore di uscita, una piccola capacità deriva una corrente a radio frequenza che, rettificata dal diodo D1, alimenta un microamperometro indicatore della potenza di uscita. La taratura della sensibilità è fatta tramite P1 in modo che quando l'indice indica 2 sulla scala la potenza di uscita sia circa 2 W.

3 - Taratura

La successione delle operazioni di taratura è quella logica. Si parte verificando che l'oscillatore locale oscilli correttamente a $45,3$ MHz e che fornisca la giusta potenza di uscita. Ci si pone poi su L3 con l'analizzatore di spettro e si regolano C1, C2, C3 e C4 per il massimo a 138 MHz, badando che la reiezione delle armoniche non richieste sia convenientemente bassa (almeno 40 dB). La potenza in questo punto è circa 10 mW.

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 82-BSPN19-66	RAY ELECTRIC COMPANY PINE BROOK N.J. © 1966 PRINTED IN USA	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

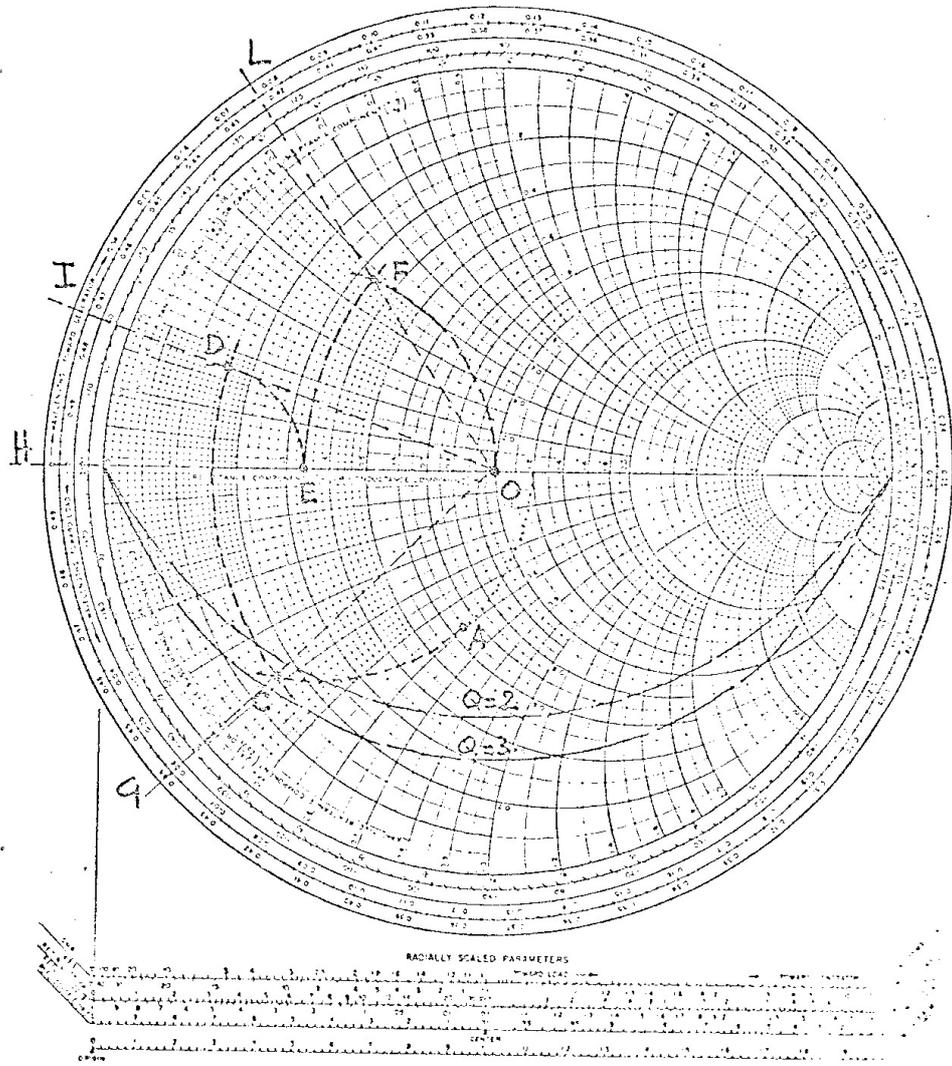


FIG. 6
OUTPUT DI T10

Si pone ora l'analizzatore di spettro, previa inserzione di un attenuatore di 20 dB (HP3550), sull'uscita del modulo e si misura la corrente assorbita con un tester predisposto per 100 mA f.s. Si regolano C5 e C6 per il massimo della potenza di uscita a 136 MHz. Nel caso che la corrente di lavoro non sia di circa 70 mA si deve introdurre maggiormente L3 in L2 ritoccando ancora per il massimo i compensatori menzionati in precedenza. Per tarare il triplicatore di potenza si disconnettono tra loro i 2 moduli interni, collegando allo stesso tempo l'analizzatore di spettro all'uscita del primo attraverso l'accoppiatore direzionale della HP mod. 7640. Questo modulo deve di preferenza essere pilotato dall'oscillatore HP3200B regolato per il massimo della sua potenza di uscita a 136 MHz (circa 120 mW). La ragione è molto semplice: evitare interazioni col modulo oscillatore-triplicatore precedente durante la fase preliminare e quindi più critica di taratura. Può essere utile inserire un milliamperometro in serie a T9 per accertare che la sua corrente sia nulla in assenza di pilotaggio e si aggiri invece sui 70 mA in operazione. Si tarano tutti i semifissi per il massimo a 408 MHz. La potenza di uscita a questa frequenza deve essere di circa 800/1000 mW con contenuto subarmonico trascurabile. A questo punto si toglie il generatore HP e si pilota questa unità con il modulo "oscillatore". Piccoli ritocchi di C5, C6 e C7 potrebbero però essere necessari. Per quanto riguarda lo stadio finale è sufficiente inserire il tester predisposto per 500 mA fondo scala nel circuito di collettore e collegarlo agli stadi precedenti. L'uscita va collegata all'analizzatore di spettro tramite l'accoppiatore direzionale precedente ed un attenuatore fisso da 10 dB.

Un'accurata regolazione dei 5 condensatori semifissi deve garantire 2 W di uscita. La corrente di collettore deve passare con sicurezza da 0 a 350 mA con pilotaggio assente o presente, senza posizioni intermedie, che significherebbero presenza di oscillazioni parassite.

4 - Alimentatore

L'alimentatore dell'oscillatore locale deve avere caratteristiche di stabilità elevate essendo la frequenza una funzione della tensione di alimentazione. Si è fatto ricorso perciò al classico schema in uso al Radiotelescopio per la generalità degli alimentatori. Un Darlington PNP viene pilotato da un operazionale che confronta la tensione del carico con una di riferimento. Per consentire un pilotaggio corretto esistono due alimentazioni distinte: la prima del 741 e la seconda dell'alimentatore vero e proprio. In questa maniera è possibile porre l'emettitore del transistor di potenza a massa e pilotare in corrente la base. Nella stessa maniera è possibile utilizzare una sorgente esterna campione (-155 V) per ottenere la stabilità voluta. Infatti le due resistenze che vanno all'operazionale dal carico e dal riferimento sono scelte in modo che la caduta di tensione sia tale per cui l'operazionale viene pilotato attorno allo zero di tensione di ingresso. Si ottiene così il miglior funzionamento di questo componente. Le capacità inserite nella controreazione servono per eliminare inneschi ad alta frequenza e non pregiudicano il funzionamento complessivo essendo il carico costante. Poichè l'oscillatore verrebbe modulato dal "ripple" presente sulla continua questi stessi filtri assolvono anche il compito di ridurlo al minimo, avendo una elevata costante di tempo. (vedi fig. 3)

L'alimentatore dello stadio di potenza deve erogare 26 V a 400 mA per permettere la potenza d'uscita richiesta. E' necessario che questo alimentatore sia separato fisicamente da quello che alimenta gli stadi precedenti in quanto si devono evitare in modo assoluto chiusure reciproche altrimenti inevitabili. Si tenga presente anche che lo stadio finale non eroga in continuazione potenza per cui l'alimentatore sarà sottoposto ad un carico variabile. D'altronde non è richiesta un'alta stabilità in continua in quanto la prova A del radiotelescopio è indipendente entro ampi

limiti dalla potenza RF erogata. L'alimentatore è così un normalissimo emettitore comune controreazionato. Il 2N1711 funge da amplificatore comparatore con il compito di pilotare più o meno lo MT3001 in funzione della differenza base-emettitore. Lo zener è normale e riceve l'alimentazione attraverso un filtro RC per limitare il ripple a 100 Hz.

5 - Conclusione

L'oscillatore descritto è adeguato all'uso previsto. La stabilità della frequenza generata è deducibile dal grafico di fig. 4 da cui si vede come dopo dodici ore di preriscaldamento si ottengono agevolmente stabilità di 40 Hz su 400 MHz equivalenti a una parte su 10^7 largamente sufficienti per le nostre esigenze. Prove di temperatura non sono state fatte considerando che l'oscillatore lavorerà in ambiente termostato a $\pm 1^\circ$. Le variazioni previste entro questo range di temperatura sono ancora trascurabili nella nostra applicazione. Per quanto riguarda la stabilità nei confronti delle variazioni di tensione di alimentazione si sono misurate variazioni di 2 Hz per ogni mV di tensione. Pur non essendo questa sensibilità alla tensione particolarmente gravosa è stato necessario predisporre l'uso di un buon alimentatore stabilizzato come detto in precedenza.

6 - Referenze

1. G. Galato, C. Rosatelli, G. Sinigaglia: "La misura delle relazioni di fase tra le sezioni riceventi del radiotelescopio italiano a croce" ALTA FREQUENZA, vol. XXXIII, N. 6, giugno 1984.
2. G. Sinigaglia, G. Tomassetti: "Peculiar Behaviour of MOS-FET Oscillators" ELECTRONIC ENGINEERING, vol. 46, marzo 1974.

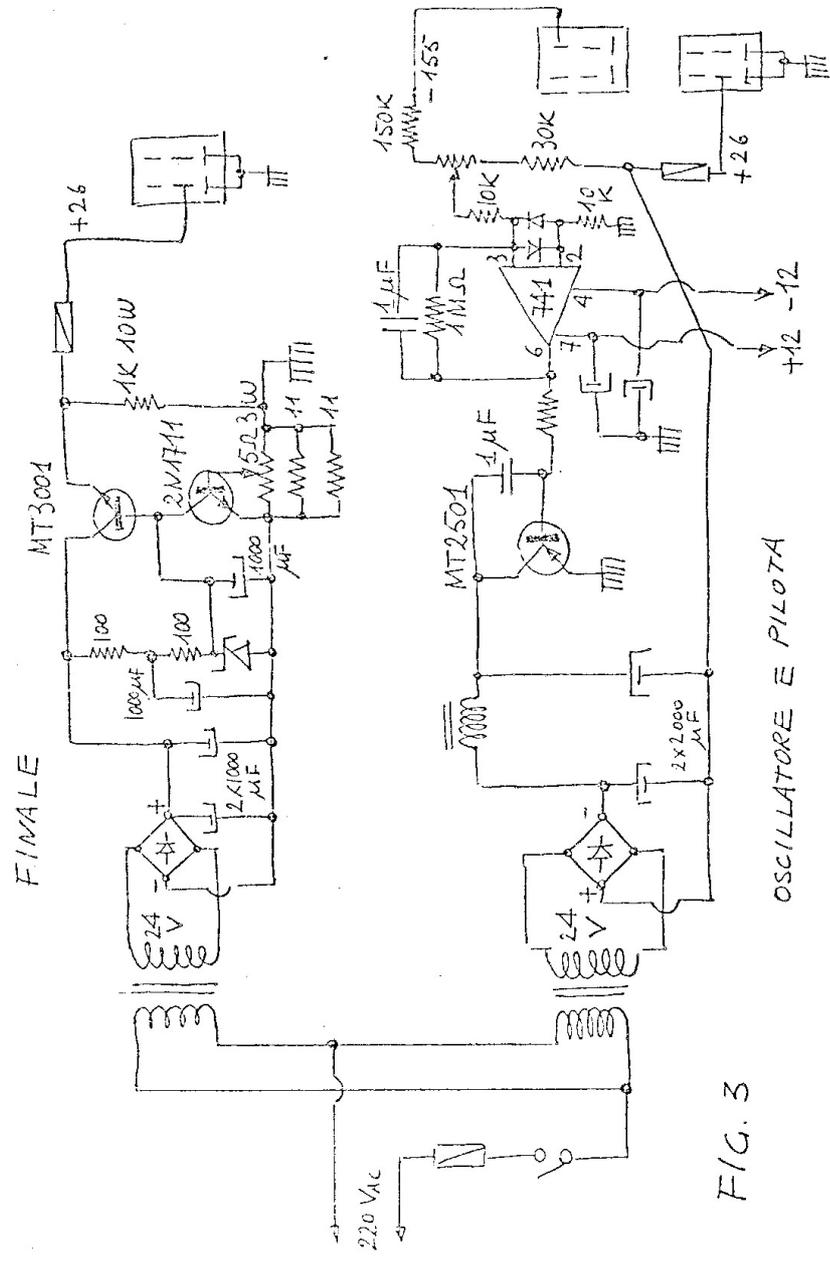


FIG. 3

Hz/408 MHz

$T = 20^\circ\text{C}$
 $V_D = 11.5\text{V}$

Fig. 4

