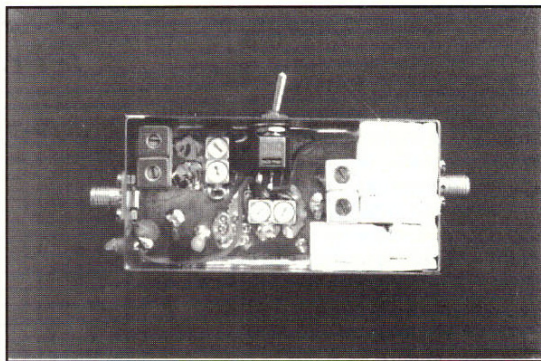


Domenico Marini • 18CVS
Via A. De Gasperi 89 - Parco Merola
80059 Torre del Greco

Parte 4^a
(da R.R. 5/97)

Stazione Downlink a 10,5 GHz per Phase-3D



Premessa

Con riferimento allo schema a blocchi in fig. 1, pag. 41 di R.R. 5/97, il primo modulo che ho realizzato è l'oscillatore locale LO di DF9LN.

Avendo già ordinato un quarzo da 107.3333333 MHz a 60 °C per l'oscillatore esterno I2SG, l'ho usato momentaneamente per provare il DF9LN e accordare tutti i duplicatori realizzando così un modulo oscillatore completo con potenza di uscita 20 mW a 2576 MHz.

Ciò ottenuto, il quarzo è stato smontato e ho realizzato l'oscillatore esterno termostato I2SG pubblicato su R.R. 3/95. Gli stadi moltiplicatori x 24 del DF9LN sono rimasti invariati, mentre lo stadio oscillatore T1 con U-310 è stato modificato come buffer fra LO esterno e triplicatore T2.

Il kit DF9LN

Fu progettato per applicazioni tropo con un quarzo da 106.5 MHz a 40 °C che dopo

moltiplicazione per 24 fornisce 2556 MHz con potenza nominale di 10 mW. Il modulo può raggiungere facilmente 30 mW e modificando il filtro L5 la massima frequenza su cui è accordabile sale a 2600 MHz.

Il modulo è molto piccolo ed è contenuto in una scatola di lamierino stagnato da 35x75x30 mm (foto 1).

Dimensioni così piccole, rispetto ad oscillatori analoghi a linee risonanti in quarto d'onda, si raggiungono con l'uso di filtri elicoidali Toko e Neosid, che, fra l'altro, sono dotati di viti e nuclei a passo micrometrico per rendere l'accordo poco critico e stabile nel tempo.

La maggior parte dei componenti attivi e discreti sono SMD. Il DF9LN non è mai stato descritto su Dubus, ma è divenuto molto popolare per queste doti di alta potenza di uscita senza criticità di accordi.

Descrizione del circuito

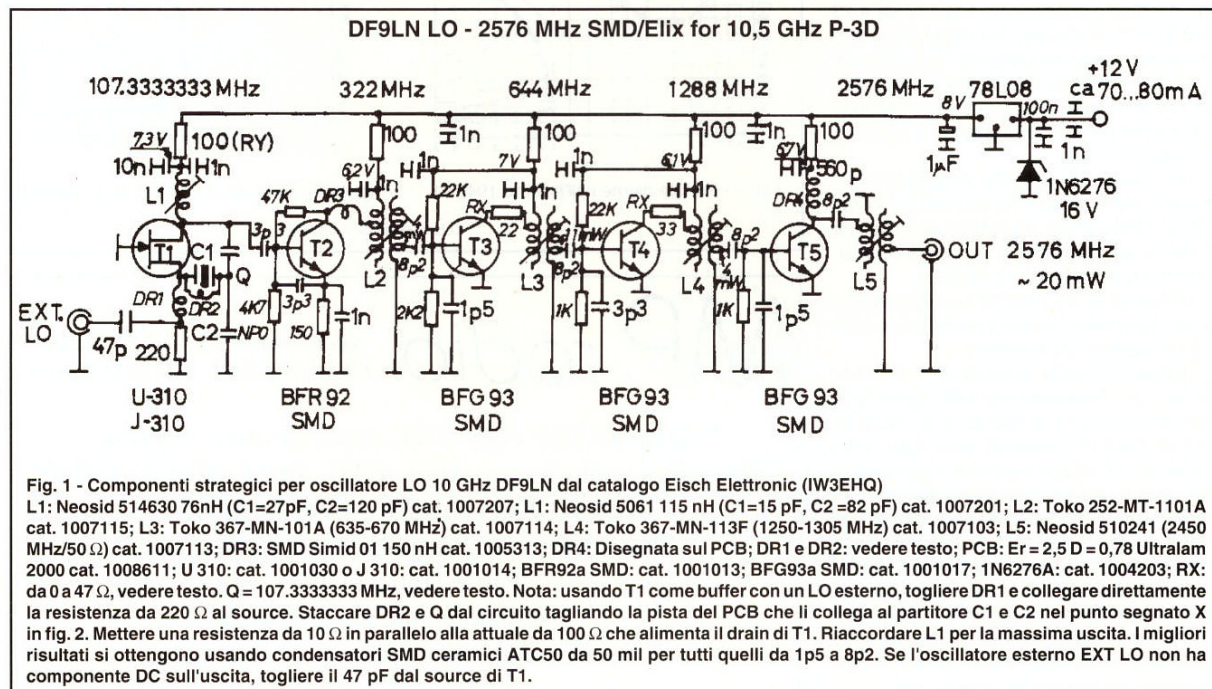
La fig. 1 mostra lo schema elettrico. L'oscillatore T1 con U-310 è il classico Col-

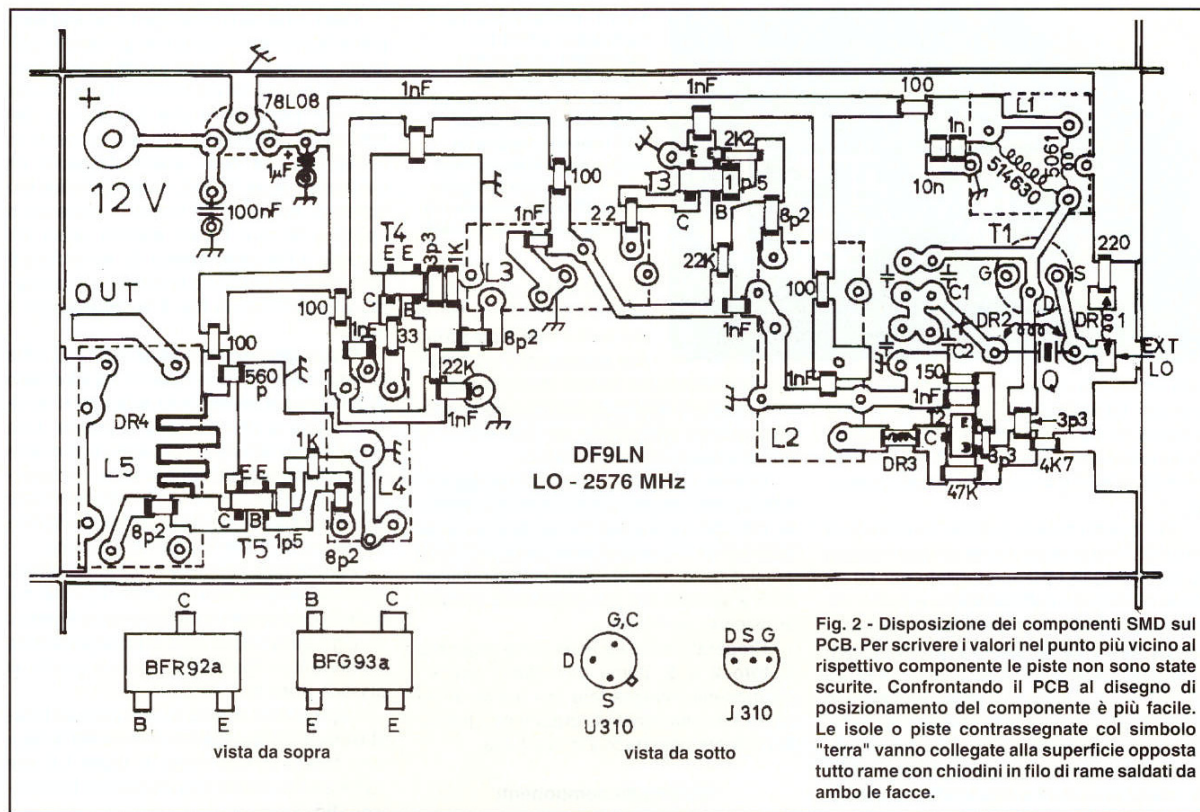
pitts a FET di cui si è già parlato su R.R. 5/96 pag. 27 e a cui si rimanda per ulteriore approfondimento. Il quarzo Q per P-3D è da 107.3333333 MHz. Sul source di T1, si può iniettare il segnale di un LO esterno di migliori prestazioni. Con qualche piccola modifica T1 anziché oscillare, funziona da buffer.

Lo stadio successivo T2 con L2 triplica la f del quarzo a 322 MHz. Lo stadio T3 con L3 duplica a 644 MHz. Segue T4 con L4 che duplica ancora a 1288 MHz mentre T5 con L5 duplica finalmente a 2576 MHz.

Lo schema riporta anche i valori di potenza che ho misurato su 50 Ω all'uscita di ogni stadio duplicatore senza il carico del duplicatore successivo collegando direttamente il Power Meter TPM4 tra la presa di uscita di ogni filtro a massa con 20 cm di UT141.

Foto 1 (nel titolo) - Vista del DF9LN lato filtri. Il quarzo e componenti associati sono protetti da polistirolo. Tutte le viti di regolazione filtri per le frequenze specificate in fig. 1 sono introdotte sotto il battente degli schermi senza toccare il fondo. Ciò evidenzia che il modulo si accorda bene anche a 2576 MHz.





Tutti i filtri elicoidali forniti consentono l'accordo per la massima uscita alle frequenze riportate nello schema. Fa eccezione il filtro L5 Neosid 2450 E9 che si accorda bene a 2556 MHz, ma a 2576 MHz le viti restano tutte estratte per cui sarà necessario modificarlo, come vedremo.

Volendo ottenere un buon funzionamento dell'oscillatore T1, seppure per prova, occorre regolare le due induttanze DR1 e DR2 come discusso su R.R. 5/96 pag. 27.

La stabilità di frequenza e la purezza spettrale del DF9LN in veste originale non sono delle migliori. Usando un Fet di potenza P8000 la purezza spettrale migliora ma anche usando un quarzo con termostato a clips

40 °C a 12 V non si ottiene stabilità soddisfacente a 10,5 GHz. Questo Colpitts a Fet risente molto delle variazioni di induttanza di L1 e capacità di C1 C2 e degli altri componenti associati al variare della temperatura.

E' quindi evidente che per fare di meglio bisogna usare un LO esterno con prestazioni superiori. Io ho realizzato quello proposto da I2SG perché le misure che avevo eseguito sull'uscita a 2576 MHz del DF9LN originale non mi avevano soddisfatto.

Infatti durante il warm-up, partendo da temperatura ambiente 22 °C in casa, senza usare termostato sul quarzo, né compensazione termica di C1, le misure hanno dato una deriva di +7 kHz in 30 minuti dopodiché restano pendolazioni di ± 200 Hz con un periodo di ripetizione di circa 5 minuti.

Il termostato non migliora la stabilità perché non è tanto il quarzo che cammina, quanto L1 C1 e C2.

Siccome queste variazioni vengono moltiplicate per quattro dal quadruplicatore sul transverter DB6NT, tenendo tutto in casa, la deriva a 10,5 GHz sarebbe circa 30 kHz con pendolazioni di circa ± 1 kHz. Poiché il Jitter a 10,5 GHz è superiore a 100 Hz, andrebbe a rimodulare i segnali ricevuti e le note in CW sarebbero poco musicali e la comprensibilità SSB verrebbe deteriorata, specie sui deboli segnali.

In pratica la situazione è più grave. Quando tutto è montato all'esterno, la temperatura subisce variazioni che in estate vanno anche da +30 °C in ombra a +60 °C al sole. Siccome la scatola è piccola, la variazione di temperatura da acceso-speinto è notevole e dipende anche dalla potenza erogata. Questa dipende a sua volta dai valori scelti per le due resistenze RX sui collettori di T3 e T4.

Tutto ciò, messo insieme, porta a concludere che è meglio usare il DF9LN solo nei buoni vantaggi che offre come moltiplicatore per 24 perché a 10,5 GHz l'environment esterno provocherebbe una deriva di almeno 50 kHz durante il warm-up, non si avrebbe mai un riferimento di frequenza preciso, e le pendolazioni a 10,5 GHz sarebbero ± 5 kHz. Per migliorare la stabilità DF9LN ha proget-

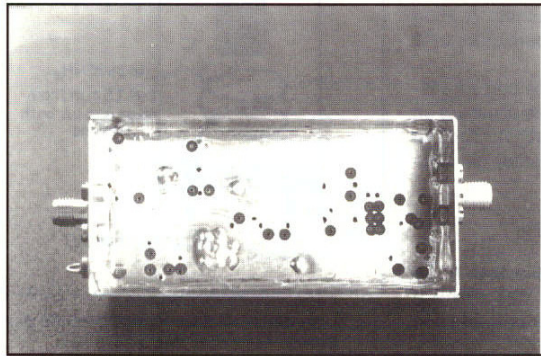


Foto 2 - Preparazione per il montaggio: dopo la foratura il PCB è stato posizionato con la superficie tutto rame a 16 mm dal bordo superiore della scatola e con il lato piste (componenti SMD) a 11 mm dal bordo inferiore. Il PCB deve essere saldato alla scatola per tutta la lunghezza delle pareti.

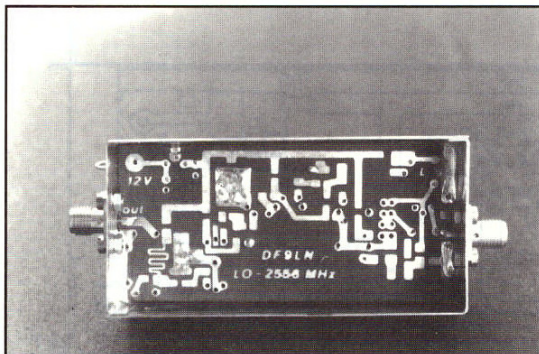


Foto 3 - Preparazione per il montaggio: prima del montaggio componenti SMD, i bordi del PCB vengono saldati alle pareti della scatola. Si saldano tutti i ritorni a massa fra piste e superficie opposta tutto rame. Dopo lavaggio con trielina si montano e si saldano gli spilli degli SMA.

sta lato rame con molti ribattini o chiodini di filo di rame da 1 mm, il cui scopo è di abbassare il più possibile l'induttanza del ritorno verso massa.

Siccome la saldatura scalda molto la scatola, questa operazione va fatta prima di montare qualsiasi componente.

In linea generale, per non danneggiare i componenti con escursioni termiche violente, tutto ciò che è possibile saldare prima va fatto subito. Ciò vale in particolare per chi ha il malvezzo di montare tutti i componenti sul PCB e saldarlo poi alle pareti della scatola, arrostando ogni cosa.

Preparati scatola e PCB come mostrano le **foto 2 e 3**, prima di metterci sopra i componenti, bisogna fare una pulizia accurata con ovatta imbevuta di acetone o trielina per togliere ogni traccia di colofonia.

Montaggio componenti

Come mostra la **foto 1**, si comincia a montare quelli che devono essere infilati nei buchi del PCB dal lato rame. Infilare la bobina L1 Neosid dell'oscillatore. Seguiranno i filtri Toko L2-L3-L4, ad eccezione del filtro L5 che va modificato prima di saldarlo in opera.

Ciò è ovvio. Gli schermi dei filtri vanno saldati tutti intorno alla superficie ramata del PCB con una veloce, energica saldatura e poco stagno.

A saldature ultimate ogni smontaggio del filtro sarebbe problematico e per non rovinare il PCB converrebbe estirparlo a pezzetti col tronchesino.

Il filtro modificato e accordato a 2576 MHz è visibile in opera nella **foto 1**. Le due viti di taratura si vedono infilate circa 3 mm sotto il battente superiore dello schermo. A 2556 MHz per troppo queste verrebbero quasi tutte avvitate.

Ringrazio IW1ASJ che fece con successo questa modifica e una serie di misure su un filtro cavia di I1TEX descrivendomi la tecnica di smontaggio step by step qui sotto riportata.

Modifica del filtro

Il filtro aperto si vede nella **foto 4**. Lo scopo è mettere in luce le due eliche e accorciarle di 1,5 mm all'estremo aperto non connesso.

Dallo schema si vede che L5 ha sia l'elica primaria che secondaria con gli estremi collegati a massa. Questi estremi non sono riportati sui piedini del fondello bensì su dei terminali piccolissimi che fuoriescono dal fondello e vengono saldati allo schermo in corrispondenza delle quattro linguette da saldare a massa. Quindi, l'inizio dell'elica è lo schermo del filtro. La presa di ingresso o uscita a 50 Ω è l'unico piedino usato sul fondello e l'estremo aperto da accorciare è raggiungibile togliendo lo schermo. Ciò chiarito e guardando la **fig. 3** lo smontaggio è facile.

Si estraiono le due viti di ottone. Si infila la lama sottile di un temperino fra il fondello di plastica e la parete dello schermo in corrispondenza di una linguetta di massa. Con saldatore da 30 W si scalda sotto la linguetta divaricando nel contempo la lama. Un leggero click avverte che il distacco del terminale dell'elica dallo schermo è avvenuto. Ripetere l'operazione per le altre tre linguette.

Per estrarre il filtro dallo schermo infilare alternativamente uno stecchino spuntito nei buchi vuoti e forzare il fondello verso il basso.

Ogni elica ha due spire in filo argentato da 1 mm tenute spaziate dentro un guscio di plastica (**foto 4**).

Ogni guscio si apre in due parti ad incastro che si distaccano con la lama del temperino. Messa in luce l'elica si taglia 1,5 mm dall'estremo aperto con un piccolo tronchesino (**fig. 3**).

Il rimontaggio avviene con operazioni inverse facendo attenzione a risaldare bene sullo schermo i terminali di inizio delle due eliche. Ora L5 può essere montata sul PCB.

Accorgimenti di montaggio

I componenti da montare subito dopo sono quelli che vanno infilati dalla faccia lato rame come il 78L08 e tutti i condensatori sull'alimentazione (**foto 1**).

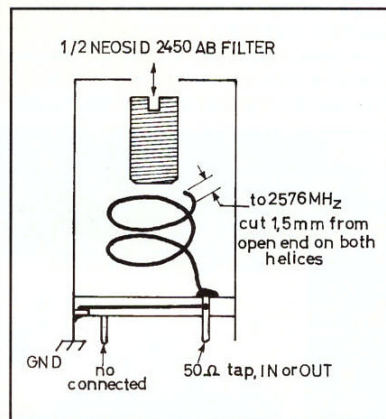


Fig. 3 - Modifica del filtro Neosid 2450 AB per poterlo accordare fino a 2576 MHz.

tato un OCXO da usare come LO esterno, con cat. 1009021 della Eisch con frequenze a scelta da 90 a 135 MHz e di cui sarebbe bene conoscere i valori in dBc/Hz della SSB PHASE NOISE a un certo offset dalla portante.

Per questo motivo quando ho ordinato il kit DF9LN ho chiesto anche un buon quarzo a 107.3333333 MHz ma tagliato per 60 °C onde riutilizzarlo sull'oscillatore esterno termostato I2SG che risolve bene sia il problema della stabilità che della purezza spettrale, come è rilevabile dalle misure a pag. 29 di R.R. 9/94. Il quarzo è stato ordinato alla Eisch Electronic che lo fa tagliare alla Telequarz e lo consegna anche in singolo esemplare in dieci giorni. Il costo è 36 DM + 8 DM di spedizione postale assicurata. La specifica tecnica è la seguente:

- 1) Schwingquarzegehaue HC 45/U
- 2) Endfrequenz 10304MHz(107.333333x96)
- 3) Quarzfrequenz 107.3333333 MHz
- 4) Serienresonanz
- 5) Thermostatentemperatur 60 °C ± 2,5 °C
- 6) AT-schnitt 5x Oberton
- 7) StromverschwiBt
- 8) Temperaturgang der frequenz±1,5 E-6 (± 5° Thermostatentemperatur)
- 9) ManufacturerTelequarz or KVG

Preparazione al montaggio

Per non ripetere cose già dette sulla tecnologia del montaggio scatola, foratura PCB, preparazione e saldatura dei componenti, si rimanda a quanto già scritto su R.R. 6/95 pag. 31.

La **foto 2** mostra il PCB in ultralam 2000 Er=2,5, spessore D=0,78 mm già forato sugli occhielli dei componenti, sui piedini dei filtri e sui fori passanti ove occorre riportare a massa le isole disegnate sulla faccia lato piste sottostante.

Il PCB si vede già saldato alle quattro pareti della scatola in continuità per l'intera lunghezza e con poco stagno.

La **foto 3** mostra il lato piste dove verranno saldati tutti i componenti SMD. Si evidenziano due grosse isole per saldarvi le masse dei componenti SMD. Queste isole devono essere riportate a massa sulla faccia oppo-

Satelliti

L'interruttore a levetta aggiunto è l'on/off di un termostato clips a 40°C messo per prova sul quarzo e va ommesso.

Per disporre e saldare i componenti SMD, come nella foto 5, bisogna aiutarsi molto con il disegno (fig. 2) che li mostra posizionati sulle piste.

Le resistenze vanno tutte controllate col tester anche se portano il valore scritto in codice. Siccome i condensatori non portano scritte, vanno misurati col capacimetro. Anche se i kit sono quasi infallibili non bisogna fidarsi del tutto. Lo ZETAMAT II L-C meter di ADB è uno strumento preciso ed economico che in questi montaggi non può mancare.

La tecnica di montare tutti i componenti del kit e dare alimentazione per fare le prove generali è criticabile. Ogni stadio va invece montato con tutti i suoi componenti e testato individualmente col contributo del precedente.

Si comincia dall'oscillatore T1 misurando l'uscita e, quando funziona, si montano tutti i componenti del triplicatore successivo T2. Accordando L2 si misura l'uscita e così via si prosegue fino a T5.

Con questo sistema si evita di dissaldare e rovinare componenti SMD buoni con l'intento di localizzare eventuali guasti o errori.

Se il Fet T1 è U-310, il case è metallico. Ricordarsi che il gate G è connesso anche al contenitore e che l'occhietto G sul PCB di fig. 2 è isolato da massa.

Bisogna perciò saldare il contenitore sul rame del PCB, in un punto solo del bordo fondello e farlo molto rapidamente con un ferro da 100 W ben caldo e pulito.

Se si usa il J-310 col case di plastica, bisogna ripiegare il gate a 90° e saldarlo al rame del PCB senza passarlo nel foro G.

Per C1 e C2 conviene usare gli NPO punto nero Philips serie 24400 di ADB. Se la deriva è verso il basso la compensazione mediante condensatori a coefficiente negativo di temperatura, punto viola, N150, N450, N750 è una interessante esperienza anche se questa tecnica è sorpassata. La Eisch Electronic fornisce valori da 3,3 pF a 56 pF.

Bisogna fare in modo che il parallelo fra un NPO e un N750 dia il valore richiesto per C1. Questo è il motivo per cui il PCB ha doppio occhietto per C1 e C2. Dosando il valore di N750 a tappe bisogna calmare il più possibile la deriva aiutandosi con un asciugacapelli per soffiare alternativamente aria calda e fresca. Questa tecnica è ancora usata sul modulo XLO-1 della SSB Electronic per 2556 MHz ma solo negli option O1 in cui la stabilità di frequenza, del Colpitts a Fet raggiunge al massimo 5 ppm da +5... +30 °C. Ciò significa oltre 50 kHz a 10,5 GHz e quindi mediocre.

Se L1 fornita col kit è Neosid BV 5061 da 115 nH, allora C1 = 15 pF e C2 = 82 pF. Se

L1 è il tipo Neosid 7.1 nr. 00514630 da 76 nH, che è migliore, allora C1 = 27 pF e C2 = 120 pF.

Per il quarzo a 107.3333333 MHz della specifica, da misure fatte col grid dip meter, DR2 è venuta da 9 spire in filo rame smaltato da 0,5 mm avvolte serrate su una punta da trapano diametro 3,5 mm.

DR1 va fatta e regolata seguendo i criteri già esposti su R.R. 5/96 pag. 28 colonna 1.

Il quarzo ci deve servire anche per l'oscillatore I2SG e quindi non va strapazzato. Il contenitore HC 45/U è molto piccolo per avere poca inerzia termica e il passo dei terminali a saldare è 3,75 mm.

Bisogna evitare di montarlo verticale e rovinarlo saldando il case al PCB. Conviene

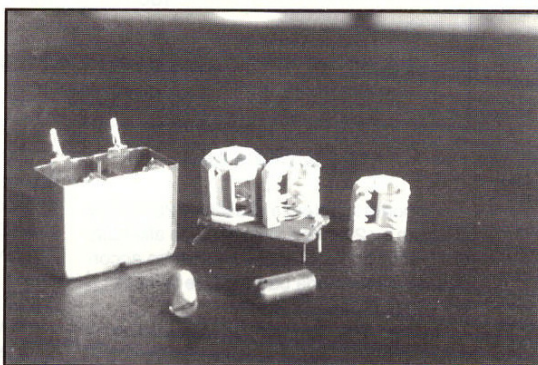


Foto 4 - Il filtro Neosid 2450 aperto. Si vedono le due eliche da accordare per 2576 MHz come specificato in fig. 3 e nel testo. I gusci servono a tenere spaziate le spire e portano le filettature per le viti di accordo.

montarlo così come verrà poi disposto sul PCB di I2SG in fig. 19 su R.R. 3/95 pag. 39, ossia coi terminali piegati a 90° e parallelo al piano del PCB.

Per collegare solo elettricamente il case a massa per le prove, ho usato un pezzetto di finger stock saldato al PCB e coi finger premuti sul contenitore.

Nella foto 1 il quarzo non si vede perché protetto termicamente da pezzetti di polistirolo.

Durante il montaggio dei condensatori SMD da 1 nF fra lato freddo dei filtri e massa, bisogna ricordarsi che questi servono a chiudere i circuiti accordati nei confronti della RF. Se questi condensatori sono dimenticati, o mal saldati, crepati o difettosi, è come se la L del filtro fosse isolata dal circuito, che perciò non funziona.

Prove e taratura

Dopo aver montato tutti i componenti dell'oscillatore T1, compreso il 3p3 di accoppiamento a T2, verifichiamo che il regolatore fornisca 8 V in uscita e saldiamo la R da 100 Ω che alimenta il drain di T1.

Per verificare se il quarzo oscilla basta misurare la tensione fra il piedino freddo di L1 e massa. Per punto freddo si intende quello dove sono saldati i condensatori di bypass da 1 nF, dove la tensione RF è zero e quindi dove si può mettere il voltmetro DC senza influenzare i circuiti accordati a RF.

Se il quarzo oscilla, girando il nucleo di L1 la tensione deve variare da circa 8 V a meno di 7 V quando l'oscillatore innesca. Il segnale si sente forte anche sugli RX FM casalinghi che arrivano tutti a 108 MHz e oltre.

Se non disponiamo del frequenzimetro, bisogna farselo prestare. Collegarlo all'uscita di 3p3 e regolare il nucleo di L1 fino a quando si raggiunga l'innesco e una frequenza il più prossima possibile a 107.3333333 MHz.

Controllare che togliendo e ridando alimentazione l'innesco sia sempre sicuro. Se la frequenza nominale del quarzo non si raggiunge perché l'oscillatore tende a disinnescare, bisogna regolare DR1 e DR2 come descritto su R.R. 5/96 pag. 28.

Se il quarzo non oscilla proprio, cortocircuitare gli occhietti dei due terminali con un ponticello diretto. Ora il Fet U-310 è un oscillatore libero con L1 che ha in parallelo C1 e C2 in serie fra loro.

Col frequenzimetro all'uscita di 3p3 girare il nucleo di L1 e controllare che il circuito oscilli in una banda che include i 107 MHz. Più i 107 MHz sono al centro di questa banda e meglio è. Se la banda in cui T1 oscilla è più bassa di 107 MHz diminuire C1 e C2 in proporzione e viceversa se la banda è più alta. Ciò ottenuto, dissaldare il corto sul quarzo. Girando ora il nucleo di L1, il quarzo innescherà certamente.

Montare ora tutti i componenti del triplicatore T2, BFR92 compreso. Collegarsi col frequenzimetro all'uscita di 8p2. Anche se L2 è disaccordato è facile leggere 322 MHz, specie se il frequenzimetro è molto sensibile. Qui la potenza arriva a 4 mW.

Montare tutti i componenti del duplicatore T3, BFG93 compreso. Collegare il frequenzimetro all'uscita di 8p2 su L3. Regolando L3 si deve leggere 644 MHz. Misurare la tensione fra il piedino freddo del primario di L3 e massa e regolare i due nuclei del filtro precedente L2 fino a ottenere il minimo possibile di tensione. Ora il filtro L2 del triplicatore T2 è accordato e non si deve più ritoccare.

Montare tutti i componenti del duplicatore T4, BFG93 compreso. Collegarsi col frequenzimetro all'uscita di 8p2 su L4. Misurare la tensione fra il piedino freddo del primario di L4 e massa e regolare i nuclei del filtro precedente L3 fino a ottenere il minimo di tensione. Ora il filtro L3 del duplicatore T3 è accordato e non si deve più ritoccare.

Fig. 4 - Semplicissimo e utile misuratore di uscita Power Meter a 50 Ω fino a 3 GHz, potenza massima 500 mW. Usare diodi a bassa soglia come HP 5082 2835 e misurare V preferibilmente con voltmetro elettronico 11 MΩ di ingresso. Tutti i componenti sono SMD. Usando un Power Meter campione è possibile tracciare la curva di taratura.

Montare tutti i componenti dell'ultimo duplicatore T5, BFG93 compreso. Se il frequenzimetro non arriva a 3 GHz siamo in svantaggio ma non disperiamo.

Misuriamo la tensione fra la R da 100 Ω e massa nel punto in cui è saldato il condensatore di bypass da 560 pF. Qui è il punto freddo, sempre ammesso che il 560 pF, a 2576 MHz non si comporti da C con una L in serie!

Regolare i due nuclei del filtro precedente L4 per il minimo di tensione anche se leggeremo variazioni piccole ma significative. Ora il filtro L4 è accordato.

Se ora misuriamo le tensioni fra i punti freddi di ciascun filtro e massa, si vedrà che girando il nucleo di L1 le tensioni aumentano quando l'oscillatore disinnescia. Ciò è ovvio. Quando la tensione misurata sul punto freddo di un filtro scende al minimo, significa che la corrente di collettore in quel transistor aumenta per effetto del pilotaggio da parte dello stadio precedente provocando una caduta di tensione sulle R da 100 Ω.

I filtri usati hanno escursioni di accordo strette e non consentono accordi sbagliati. Così per esempio non è possibile accordare il triplicatore T2 su frequenza doppia 214,6 MHz anziché tripla 322 MHz e questo è un buon vantaggio.

Per misurare l'uscita a 2576 MHz ci vorrebbe un bolometro HP 432A o il più modesto TPM 4 SSB Electronic. Certo sarebbe meglio un analizzatore di spettro HP 141 con cassetto 8555 A.

Tuttavia chi comincia non possiede nulla. Visto che avevamo solo il tester ICE 680 R e il frequenzimetro in prestito si ferma a 1,5 GHz e considerato che abbiamo fatto quasi tutto con così poco, non sarebbe possibile vedere se esce qualcosa anche a 2576 MHz?

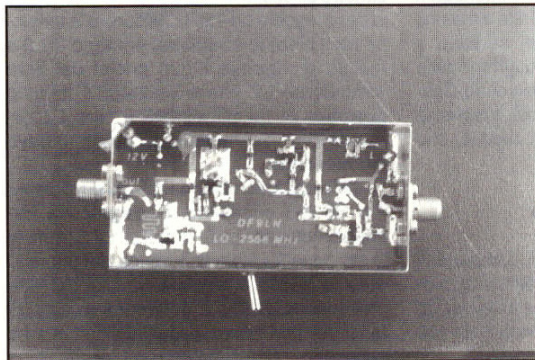
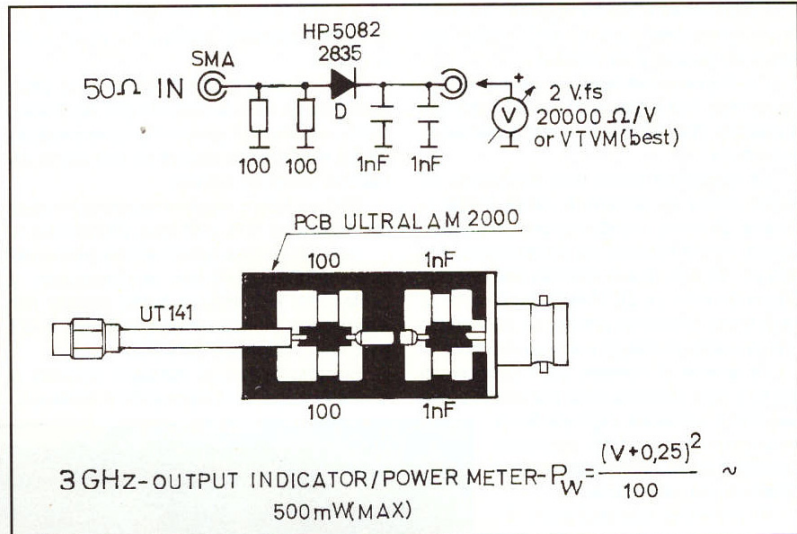


Foto 5 - Il DF9LN lato piste. Tutti i componenti SMD, compresi i transistor, sono stati saldati. Il lavoro richiede al minimo un saldatore a stilo da 40 W 12 V cat. 703 007 Esco, L. 11.000. Il trasformatore 220/12 V deve avere primario e secondario isolati elettrostaticamente, ossia avvolti su due rocchetti separati. Serve una lente oculare da orologiai cat. 544-055 della RS, L. 9.180. Ideale la lente a pantografo Rimsa Ø 230 mm con lampada fluorescente 22 W mod. 188.



Back to Ohm's Law!

Siccome la potenza di uscita a 2576 MHz si aggira su 20 mW e visto che fino alla base di T5 tutti i filtri precedenti li abbiamo accordati, se T5 funziona basta girare le viti di L5 per avere potenza in uscita.

In fig. 4 è riportato un semplicissimo power meter. Il carico è costituito da due R SMD da 100 Ω in parallelo, quindi 50 Ω, ma è meglio usare una terminazione chip da 50 Ω DC-18 GHz 1/8W, 1,4 x 2 mm su allumina reperibile a solo 5.000 lire da I2FHW, tel. 02/99050601. Il valore efficace della tensione RF sinusoidale ai capi di 50 Ω è:

$$V = \sqrt{50 \times P} \quad \text{dove } P = 0,02 \text{ W} = 20 \text{ mW}$$

Facendo il calcolo risulta $V=1$ volt (valore efficace)

Siccome il diodo raddrizza, caricherà i due condensatori da 1 nF al valore di picco, ossia $1 \times 1,41 = 1,41 \text{ V}$. Se il voltmetro che usiamo ha una R interna elevata caricherà poco il circuito e i condensatori. Il 680R ICE ha una R interna di 20.000Ω/V e se usato nella portata 2 V fs va abbastanza bene.

Ovviamente il diodo ha una soglia al disotto della quale non conduce. Se usiamo un diodo Schottky della serie HP 2800, adattato a 2,5 GHz, la soglia è circa 0,3 V. Il tipo HP 2811 va bene e quello HP 2835 a bassa soglia va ancora meglio e perciò la tensione letta è maggiore.

Si vede subito che con 20 mW si legge una tensione di circa 1 V e se si usa un voltmetro elettronico la cui R interna è 11 MΩ la misura è maggiormente precisa. Il nostro scopo però non è tanto misurare potenze con precisione, quanto vedere un indice che si muove con 20 mW a 2576 MHz. Come si vede, la misura si fa facilmente con poche lire.

Se poi il voltmetro elettronico lo abbiamo e del diodo conosciamo la soglia con precisione, si potrà anche misurare la potenza con buona approssimazione usando la seguente formula:

$$P = (V + V_s)^2 / 100$$

dove P = potenza in W; V = tensione letta; V_s = tensione di soglia del diodo. Il 2835 HA $V_s = 0,25 \text{ V}$ a 0,1 mA.

Finalmente ora possiamo tarare le viti di L5 per la massima uscita e ritoccare anche tutti gli altri filtri per il massimo.

Le due RX sui collettori di T3 e T4 determinano la potenza di uscita. Con 47 Ω, un po' meno di 10 mW. Con i valori segnati 18 mW e con nulla, circa 30 mW.

A questo punto se troviamo un amico con power meter e analizzatore di spettro si faranno misure più accurate ma la potenza ottenuta è sempre quella che abbiamo tirato fuori sol 680 R della ICE...! Questo non è un miracolo ma quanto si impara leggendo Dubus.

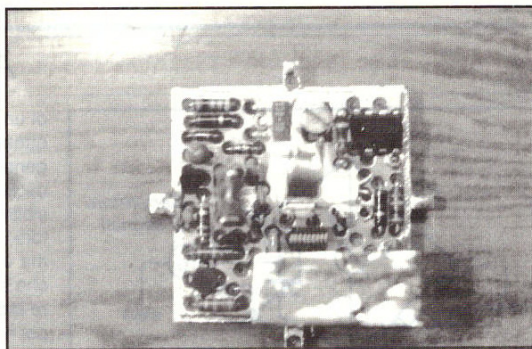
Ora si può smontare il quarzo per fare il buon LO di I2SG che attaccheremo ai moltiplicatori del DF9LN la prossima puntata. Facile no?

Continua

Domenico Marini • I8CVS
Via A. de Gasperi 89 - Parco Merola
80059 Torre del Greco (NA)

Parte 5ª
(da R.R. 6/97)

Stazione Downlink a 10,5 GHz per Phase-3D



Premessa

Lo schema a blocchi in **fig. 1**, pag. 41 di R.R. 5/97, mostra che l'oscillatore locale esterno LO è quello pubblicato da I2SG su R.R. 3/95. Per rendersi conto dei motivi che mi hanno indotto ad usarlo, occorre rileggere attentamente il precedente articolo di I2SG su R.R. 9/94 da pag. 25 a 29 e quello su R.R. 3/95 da pag. 36 a 39. L'oscillatore da me realizzato è quello di **fig. 17** "Versione con LM35" che riporta lo schema elettrico, mentre il PCB e la disposizione dei componenti si trovano a pag. 39, rispettivamente in **fig. 18** e **19**.

Siccome nei numeri di R.R. 9/94 e 3/95 è detto tutto, sia per la parte teorica che realizzativa, in questo articolo si parlerà dei valori di alcuni componenti affinché il circuito oscilli a 107.3333333 MHz, del modo in cui la potenza è stata abbassata a 0.5 mW (-3dBm) e del modo in cui pilotare il moltiplicatore per 24 successivo, DF9LN.

Si parlerà anche della tecnologia utilizzata per realizzare, forare e saldare il riscontro in rame per l'accoppiamento termico di tutti i componenti, nonché di come sono stati rea-

lizzati i contenitori per isolare l'oscillatore dallo environment esterno.

Prima di addentrarci nella fase costruttiva è opportuno esaminare anche perché a 10,5 GHz sia necessario impiegare un oscillatore ad alta stabilità e buona purezza spettrale.

Rumore di fase.... questo sconosciuto

Mi sono deciso a realizzare l'oscillatore di I2SG dopo aver visto, dalle sue misure, che si ottiene elevata stabilità a lungo e breve termine e basso rumore di fase. Cosa sono questi parametri?

Il termine "stabilità", quando riferito a un oscillatore RF, definisce tutte le sue possibili variazioni rispetto alla sua frequenza nominale. Le variazioni di frequenza che si riscontrano e misurano facilmente in un intervallo di tempo ragionevolmente lungo sono chiamate "Drift" oppure "Deriva" e sono quelle che chiamiamo "a lungo termine", dovute a variazioni di temperatura che influenzano l'andamento della frequenza in un quarzo e componenti associati.

Tutte le altre variazioni che avvengono entro un intervallo di tempo molto piccolo e che sono difficili da misurare, ma che fanno sentire i loro effetti negativi, determinano quella che chiamiamo "stabilità a breve termine".

Tutte le variazioni rispetto alla frequenza nominale in un tempo estremamente piccolo sono dovute al rumore generato dagli stessi componenti attivi e passivi dell'oscillatore.

Questo rumore "random" o "incoerente", cioè non deterministico, va a modulare la portante dell'oscillatore sia in ampiezza che in fase ed è questa modulazione che influenza la stabilità a breve termine.

Ciò è evidente. Tutta la potenza dell'oscillatore non sarà contenuta nella sua frequenza nominale ma si estenderà sotto forma di veloci variazioni di frequenza e fase sopra e sotto la frequenza nominale, occupando una certa banda. Più questa banda in cui si verificano le variazioni è stretta e più la purezza spettrale è grande e più si può dire che l'oscillatore è "coerente". Queste variazioni a breve termine si chiamano in modi diversi perché è diversa la loro natura.

Il rumore generato dai dispositivi attivi si chiama "flicker". Gli sfasamenti incrementali contenuti in questa banda sono dovuti a variazioni di guadagno nell'anello di reazione dell'oscillatore e producono FM residua o "Jitter".

Quindi, la stabilità a breve termine è determinata dalla banda di rumore intorno alla portante che viene modulata di fase dal rumore random o incoerente degli stessi componenti.

Questa banda di rumore sopra e sotto la portante si chiama "Rumore di fase" o "Phase noise". L'argomento è trattato su ARRL Handbook, Chapter 10-18.

Siccome il rumore di fase è ugualmente distribuito sia sopra che sotto la portante rispetto alla frequenza nominale dell'oscillatore, per misurarlo è sufficiente riferirlo a una sola banda laterale e così finalmente oggi tutti si sono messi d'accordo di definire questo rumore di fase come "SSB Phase Noise" riferito cioè a una sola banda laterale o "Single Side Band Phase Noise".

Il rumore di fase in dBc/Hz (**fig. 1**) è dieci volte il logaritmo del rapporto fra la potenza

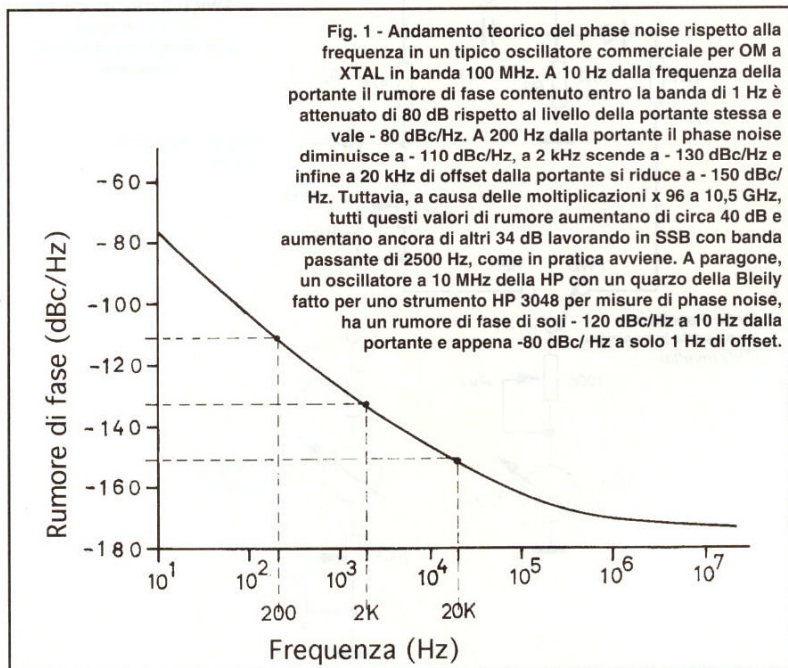


Foto 1 - Nel titolo: l'oscillatore montato. In basso a destra il Tunnel che ricopre LO

Satelliti

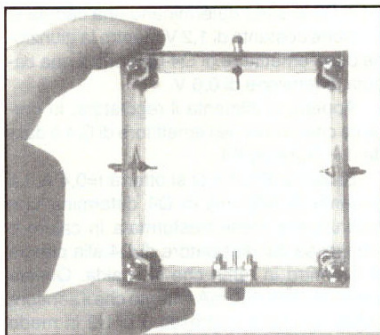


Foto 2 - Scatola in vetronite G10 coi passanti e il connettore SMA su cui è saldato il PCB.

10 GHz avremo un rumore di fase di soli -90 dBc/Hz a 2 KHz di offset.

Se poi andiamo a soli 200 Hz dalla portante, che comprende la banda passante in cui riceviamo in CW o SSB, la fig. 1 dice che peggioriamo di altri 20 dB circa per cui ora il rumore di fase a 10 GHz è solo -70 dBc/Hz a 200 Hz di offset dalla portante.

Ciò non è tutto perché questi valori sono riferiti alla potenza di rumore di fase contenuta nella banda di riferimento di 1 Hz.

Se come avviene in pratica, lavoriamo in SSB con banda passante di 2500 Hz, la nostra finestra raccoglierà ancor più rumore e il peggioramento sarà:

$$10 \log 2500 \text{ Hz}/1 \text{ Hz} = 34 \text{ dB}$$

Anche se nelle formule le unità di misura non si devono mettere e ciò è stato fatto a dispetto per far capire che dividiamo hertz con hertz, si vede benissimo che ora il nostro rumore di fase è parecchio potente essendo

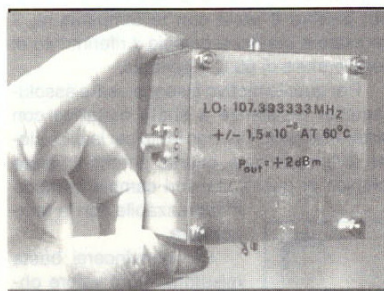


Foto 3 - Aspetto esterno dell'oscillatore

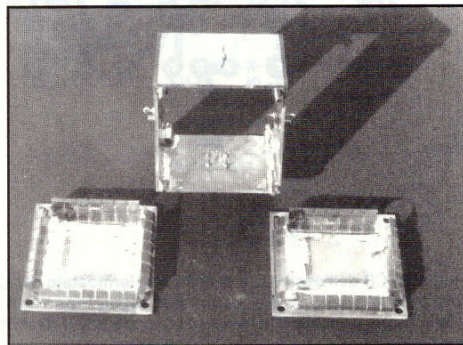
solo: $-70 + 34 = -36 \text{ dB}$ sotto il livello della portante in una banda di 2500 Hz a 200 Hz distante da essa.

Un bel rumore davvero, tale da rendere le note in CW per niente musicali e costituire un limite al rapporto S/N, specie con segnali deboli su sistemi di modulazione a banda stretta come CW o SSB provenienti dal satellite.

Come si vede da **fig. 1**, il rumore di fase ha un andamento tipicamente esponenziale fino a circa 100 kHz dalla portante per poi attenuarsi con andamento più lineare man mano che ci si sposta sopra o sotto rispetto alla portante.

Esponenziale non è una parola difficile, ma indica semplicemente che se abbiamo un dispositivo con una entrata e una uscita, e se raddoppiamo il livello del segnale in ingresso, il segnale in uscita non raddoppia ma ha un andamento diverso da quello lineare e tale è

Foto 4 - Scatola e coperchi in vetronite G10, sono visibili i finger saldati ai coperchi.



l'andamento del phase noise spostandosi in alto o in basso rispetto alla f della portante.

Chi poi volesse rivedere cosa succede in trasmissione quando il phase noise è irradiato dal TX e quali problemi comporta, dovrebbe rileggere pag. 32 e 33 di R.R. 3/94.

Discussione sul circuito oscillatore

Siccome lo schema elettrico è stato già pubblicato da I2SG su R.R. 3/95, pag. 38 fig. 17, questa volta non sarà ripubblicato, in modo da invogliare a risfogliare anche R.R. 9/94 pag. 25 e meditare sull'argomento anziché comprare un OCXO commerciale o, peggio ancora, farselo fare.

Le uniche modifiche apportate e concordate con lo stesso autore per fare oscillare il modulo a 107.3333333 MHz sono le seguenti:

- le specifiche del quarzo sono già state pubblicate su R.R. 6/97;
- la bobina L_o in parallelo a C_v è fatta con otto spire di filo in rame argentato, diametro 0,8 mm, avvolte su una punta da trapano da 3,5 mm. L'avvolgimento montato in opera sul PCB è lungo 10 mm. Lo va montata in modo che risulti distante 3 mm dalla piastra di rame sul PCB.

Il condensatore C_v è un Tekelec da 1-10 pF ad alto Q >5000 a 100 MHz Cat.ADB23150.

Il condensatore fisso C_9 è stato ommesso perché coi valori di L_o e C_v usati e cortocircuitando i piedini del quarzo, il range di frequenza coperto va da 100 a 130 MHz.

Il resistore R_7 , di cui non è segnato il valore, è da 1,5K. Su questo ci sarebbe parecchio da dire in quanto se è vero che R_7 abbassa il Q del circuito peggiorando il phase noise, è altrettanto vero che un Q più basso evita che la frequenza dell'oscillatore abbia delle variazioni a lungo termine dovute a variazioni di capacità di C_v e di induttanza di L_o per effetti termici, per cui è bene abbassare R_7 fintanto che il circuito oscilla ancora, il che vale a dire abbassare R_7 finché il rapporto fra la variazione di frequenza e la variazione di fase sia il più conveniente possibile.

A dirlo è facile, ma misurarlo senza adatti strumenti è impossibile.

Siccome la capacità del quarzo è 4,6 pF, la bobina L_p in parallelo, per risonare a 107

del rumore di fase contenuto nella banda di 1 Hz alla frequenza della portante e la potenza della portante stessa. Siccome il rumore di fase occupa una certa banda, si va a vedere di quanti dB questo rumore diminuisce spostandosi in frequenza rispetto alla portante, ossia a un certo "offset" dalla portante.

Siccome queste misure si fanno in dB rispetto alla portante "carrier" e giacché sono riferite alla banda di 1 Hz, potremo dire che ad esempio un oscillatore ha un rumore di fase entro la banda di 1 Hz, che è 160 dB sotto il livello della portante alla distanza di 20 kHz dalla portante.

Di questo sproloquio, più semplicemente e più tecnicamente, potremo dire che il rumore di fase di questo oscillatore è di -160dBc/Hz a 20 kHz di offset, come dice anche I2SG a pag. 69 colonna 2 di RR 5/97.

Più questo numero negativo è grande e più la purezza spettrale dell'oscillatore migliora perché la potenza di rumore di fase contenuto nella portante diminuisce.

Per esempio, allo stesso offset dalla portante, un oscillatore che ha -160dBc/Hz è meglio di uno che ha solo -140dBc/Hz di phase noise.

Ciò che la **fig. 1** vuol dire è che la potenza dell'oscillatore non è contenuta soltanto sulla frequenza della portante, ma purtroppo è distribuita anche sopra e sotto la portante stessa e tutta questa potenza occupa una banda di frequenze. Più la banda è stretta e più grande è la purezza spettrale.

Questa banda di rumore di fase ci procura dei problemi sia in ricezione che in trasmissione.

Intanto la purezza spettrale di un oscillatore peggiora di 6 dB ogni volta che si fa una moltiplicazione per 2 della frequenza per cui, rileggendo colonna 2 di pag. 26 RR 9/94, si vede che anche partendo bene con un oscillatore XTAL a 107.3333333 MHz che abbia -150dBc/Hz a 20 kHz di offset, si arriva a 10 GHz con un deterioramento di almeno 40 dB dopo una moltiplicazione per 96, il che significa un phase noise finale di appena -110 dBc/Hz a 20 kHz di offset dalla portante.

Dalla **fig. 1** si vede anche che se ci avviciniamo a 2 kHz dalla portante, la differenza rispetto a quando eravamo a 20 kHz è un peggioramento di 20 dB circa per cui ora a

MHz, è risultata di nove spire in filo rame smaltato, diametro 0,5 mm, avvolte serrate su una punta da trapano da 3,5 mm. La risonanza si misura facilmente col Grid Dip Meter.

Per evitare di mandare all'oscillatore segnali o rumore dall'esterno, che avrebbero potuto deteriorare la stabilità dell'oscillatore, il Fine Tuning non è stato usato e quindi non sono stati montati né C8 da 3p3 né il diodo varicap D4 BB505.

Siccome la potenza misurata in uscita a 107.3333333 MHz era 1,6 mW ed era eccessiva per pilotare di source il buffer U-310 del DF9LN, per abbassarla ai richiesti 0,5 mW (-3 dBm), il condensatore C5 da 100 pF è stato ridotto a soli 1p5. In tal modo si è abbassato anche il trascinamento dell'oscillatore da parte di Q3 ottenendo nel contempo una potenza di 18 mW a 2576 MHz all'uscita del DF9LN moltiplicatore x 24.

Il buffer Q3, in origine BFG 91, è stato sostituito con un BFQ 85, che ha stessa piedinatura ma fornisce potenza maggiore.

I due PNP BFT 95 mi sono stati forniti da I2SG, ma per i ricambi mi sono rivolto a IW2CEC che ne aveva trovata una buona scorta. Il PNP BFT 96, che è simile al BFT 95, è più facile da trovare ma è bene non usarlo perché, come riferiti da I1TEX, assorbe molto di più.

Il pilotaggio del FET U-310, come mostrato in fig. 17 di R.R. 3/95 pag. 38, non è risultato conveniente perché sarebbe occorso modificare drasticamente il DF9LN per cui si è usato il circuito di fig. 1 in R.R. 6/97.

Per quanto riguarda la sezione termostato è importante che l'operazionale U2 sia il CMOS tipo TLC 271 CP e non altri che questo. Il numero di codice RS è 638-914. Questa famiglia prevede infatti vari modelli sotto la denominazione TLC 271, ma hanno tutti funzioni diverse e alcuni di questi sono programmabili.

Il partitore R4 da 475 K, con R8 da 64K9 sull'ingresso invertente di U2, determina la tensione di riferimento, pari a 0,23 V, con la quale il circuito di regolazione modula la corrente di Q4 affinché la temperatura si autoregoli a 60 gradi centigradi. Questo termostato è infatti un servomeccanismo a loop chiuso, in cui la tensione di 0,23 V è il riferimento di temperatura e il segnale all'uscita di LM35 è il feedback della variabile controllata in modo proporzionale più integrale. Ogni scostamento dal riferimento provoca un segnale di errore in U2 che fa variare la corrente in Q4 e quindi la temperatura, per riportare l'errore il più vicino possibile a zero. Quando non ci riesce pendola.

Queste due resistenze sono il cervello del regolatore, perché se la tensione di 0,23 V sul piedino 2 varia con la temperatura, il regolatore stesso si cambia il riferimento di temperatura di 60 C e pendola.

Per questo motivo bisogna usare assolutamente resistenze a strato metallico con tolleranza dello 0,1%, non tanto per la precisione di temperatura, quanto perché il valore ohmico di questi resistori cambia in modo

inapprezzabile con la temperatura.

Per convincersi basta misurare il loro valore ohmico mentre si scaldano col saldatore appoggiato sopra.

Anche queste resistenze sono fornite dalla RS. La R8 da 64k9 porta il codice 167-507. Il valore 475 K di R4 non esiste e per farlo bisogna metterne due in serie. Una da 226 K, codice 168-027, e l'altra da 249 K, codice 168-061. Fra l'altro queste resistenze hanno una tolleranza dello 0,1%, ma costano un po'....

Il condensatore C2 da 1n che determina il tempo di integrazione deve essere della migliore qualità in tutti i sensi.

Per ridurre il consumo in fase di "warm-up" ho aumentato il valore di R1 a 1,5 Ω mettendo due resistori da 3 Ω in parallelo.

Il funzionamento di Q4 è spiegato su ARRL Handbook Chapter 4-28. I diodi

D1 e D2 in serie determinano una caduta di tensione costante di 1,2 V mentre la giunzione base-emettitore di Q4 determina una caduta di tensione di 0,6 V.

Appena si alimenta il regolatore, la corrente che circola nell'emettitore di Q4 è data da: $I = (1,2 - 0,6) / R1$.

Siccome $R1 = 1,5 \Omega$ si otterrà $I = 0,4$ A. La corrente di 400 mA in Q4 determina una potenza che viene trasformata in calore e trasmessa dal dissipatore di Q4 alla piastra di riscontro in rame che si scalda. Questa corrente resta 400 mA fintanto che il sensore LM35 non piloti l'ingresso 3 di U2 in modo che la tensione alla sua uscita 6 non superi la tensione di base di Q4.

Siccome il segnale di LM35 va sull'ingresso non invertente di U2, più la temperatura aumenta e più l'uscita in 6 aumenta in valore positivo rispetto a massa. Siccome Q4 è un PNP, più la base diventa positiva e più la corrente cala. Quando la temperatura del sensore raggiunge 60 gradi centigradi, la tensione di base su Q4 è tale da far crollare la corrente di Q4 a qualche decina di mA, variando di quel poco intorno all'anello chiuso del servomeccanismo nel campo di regolazione di temperatura tendendo a mantenerla costante.

Altro non c'è da dire salvo tutte le altre considerazioni fatte da I2SG sui due articoli in R.R. 9/94 e 3/95, senza studiare i quali non si può fare l'oscillatore.

Realizzazione

Il PCB è in vetronite G10 a doppia faccia. Su una faccia ci sono disegnate le piste e su quella opposta, tutto rame, non viene disegnato nulla ma ci viene appoggiata solo la piastrina del riscontro in rame che serve per accoppiare termicamente il quarzo a Q4, al sensore LM35 e a tutti gli altri componenti.

Come si vede da fig. 18, pag. 39 di R.R. 3/95, le scritte sul PCB sono rovesciate e quindi per vedere le piste come sono realmente sul PCB bisogna fare una fotocopia di fig. 18 e poi appoggiarla a un vetro della finestra guardando le piste per trasparenza che così appariranno con le scritte leggibili e non rovesciate.

Ciò è quanto è stato fatto da I1TEX che ha realizzato la fig. 2 mettendoci anche la disposizione dei componenti che ovviamente saranno infilati tutti dalla parte opposta delle piste.

Si è detto questo per chi, inesperto dei processi fotografici per fare i master dei PCB, volesse fare un solo esemplare e disegnare le piste coi trasferibili o col PC come sono in fig. 18, cosicché lo stampato verrebbe rovesciato.

La fig. 19 mostra invece i componenti come sono disposti e visti guardandoli di sopra, dal lato opposto delle piste, dalla faccia cioè su cui è appoggiato il riscontro in rame.

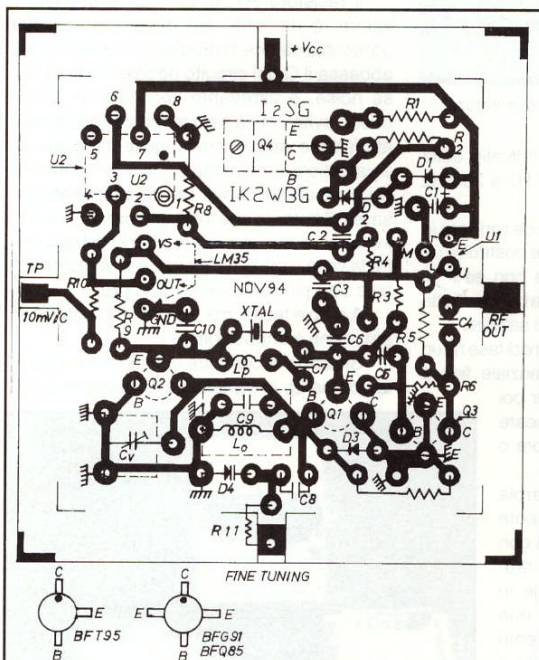


Fig. 2 - PCB dell'oscillatore di I2SG con termostato di IK2WBG visto dal lato delle piste. I componenti segnati sono tutti infilati dalla faccia opposta lato rame su cui appoggia il riscontro.

Satelliti



Foto 5 - L'oscillatore è chiuso nella scatola esterna e isolato termicamente con listelli di polistirolo. Anche questa scatola ha coperchio a contatto dei Finger.

0,5 mm. La prima cosa da fare è marcare il centro di tutti gli occhielli con un bulino in modo da creare la guida sicura per la punta del trapano. Per questi lavori io uso un grosso ago da cucito molto appuntito, diametro 1,3 mm sotto la cruna e che usava mia nonna quando le donne cucivano ancora.

Ciò fatto, ritagliare il riscontro in rame in modo che il lato del quadrato sia 42 mm, un poco più piccolo cioè del quadrato del PCB, ossia 1 mm per lato.

Sovrapporre il riscontro sulla faccia tutto rame del PCB e centrarlo in modo che il rame del PCB strabordi di 1 mm su ogni lato. Stringere fra loro riscontro e PCB con un morsetto e dare un leggero punto di saldatura fra PCB e riscontro al centro di ogni lato. Svitare il morsetto e se necessario limare l'eccesso di stagno per mettere il riscontro in piano.

Rovesciare il sandwich dal lato piste e prepararsi alla foratura seguendo le marcature del bulino, ovvero l'ago della nonna. Qualche requiem eterna può servire per evitare che la punta da 0,8 mm per traforare il sandwich non si spezzi dentro il foro. Bisogna usare punte da 0,8 mm e non 1 mm e le punte devono essere nuove. Queste punte, una volta usate, si buttano via perché se riaffilate forano deviando dal centro.

Per la foratura ho usato un trapanino da hobbistica Minicraft MB 8511 a corrente continua, la cui velocità è variabile regolando la tensione.

Usare bassa velocità e molta calma. Finché la punta da 0,8 mm fora il PCB, non ci sono problemi, ma quando arriva il rame del riscontro la punta si ferma. Premere significa spezzare la punta. Bisogna continuare a forare quasi col peso del trapano e certo, se un OM fosse anche odontoiatra, verrebbe tutto un capolavoro.

Finita la foratura si dissaldano i punti di saldatura e si stacca il riscontro. Siamo già a buon punto e spero che vi siate anche divertiti.

Ora bisogna allargare tutti i fori del riscontro usando punte nuove e di diametro crescente, 1mm - 1,5mm - 2mm - 2,5mm. Forare direttamente a 2,5 mm significa andare fuori centro e non trovarsi in coincidenza coi fori sul PCB.

Qui bisogna fare molta attenzione perché tutti gli occhielli di fig. 1, segnati col simbolo della terra, devono ospitare un ribattino cavo in materiale saldabile che metta a contatto la piastra di riscontro con l'occhiello sottostante. I ribattini cavi servono a saldare i terminali dei

Foto 6 - Aspetto esterno dell'oscillatore collegato al moltiplicatore X 24 DF9LN. Si vede il passante per l'uscita monitor della temperatura 10 mV/°C

componenti che devono andare a massa sul riscontro. Senza ribattini cavi il tempo necessario per fare la saldatura a temperatura di fusione di 361 gradi della lega stagno piombo è troppo lungo perché bisogna scaldare tutta la piastra col risultato di distruggere tutti i componenti attivi. Coi ribattini presaldati fra piastra e occhielli, ma lasciati vuoti, usando un ferro da 150 W, la saldatura del terminale risulta veloce.

I ribattini da 2,5 mm non si trovano. Si trovano invece delle colonnine cave usate normalmente per infilarle nei circuiti stampati e collegare i conduttori alle piste. Sono lunghe 7 mm e hanno un battente a 2 mm da un'estremo. Molare via i 2 mm in più fino al battente e resterà un ribattino lungo 5 mm. Il battente va al lato riscontro e l'altro estremo, diametro 2,5 mm, si infila nell'occhiello. Siccome l'occhiello è da 3 mm, resta un margine per la saldatura, a condizione di aver forato bene e al centro.

Ora bisogna togliere la ribava dei fori da ambo le facce del riscontro ruotando a mano con le dita, una punta da 4 mm sui fori.

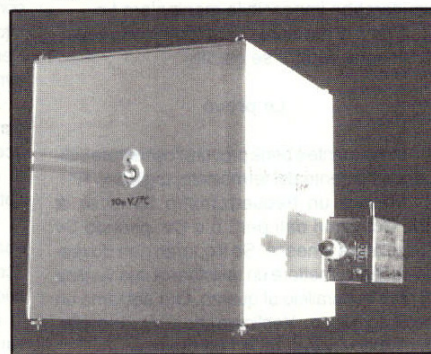
Passare al PCB e, come già detto, fresare i fori da 0,8 mm lato rame, asportandolo intorno per un diametro di 2,5 mm. I fori del PCB che portano i ribattini andranno forati poi a 2,5 mm.

A questo punto riaffacciare il riscontro sul PCB e centrare i fori verificando che tutti i buchi da 0,8 mm risultino isolati dalla massa. Stringere il sandwich col morsetto e saldare tutto intorno e in continuità i bordi del riscontro col rame sottostante del PCB. Prima di saldare il PCB e il riscontro bisogna pulirli e lustrarli con lana di acciaio da cucina, e così la saldatura sui bordi risulterà veloce e perfetta. Il più è fatto.

Montare tutti i componenti come dice I2SG, specie il quarzo e il sensore usando la resina termoconduttiva.

Siccome il punto critico è il contatto la fra superficie piana del sensore LM35 e del dissipatore di Q4 con la piastra di riscontro, bisogna "lappare" queste superfici con carta vetrata 00 usata dai carrozzieri per lucidare la vernice delle auto.

Per prima cosa, dopo aver piegato a 90 gradi i terminali di LM34, e averli infilati nei fori e saldati agli occhielli, mettere un po' di resina sotto fra il



Da quanto detto risulta evidente che sia il PCB che il riscontro in rame devono avere tutti i fori perfettamente coincidenti e che quindi PCB e riscontro vanno forati insieme, dopo averli sovrapposti uno all'altro. In più, siccome i componenti sono infilati dalla faccia del PCB su cui è appoggiato il riscontro, tutti i fori del riscontro in rame andranno allargati a 2,5 mm.

Inoltre, siccome i terminali di tutti i componenti, prima di arrivare sugli occhielli delle piste, passano attraverso la faccia del PCB tutto rame, anche i fori su questa faccia vanno tutti alesati in modo da rimuovere il rame per un diametro di 2,5 mm tutt'intorno ai fori da 0,8 mm in cui passano i terminali dei componenti. Senza fare le alesature, tutti i terminali dei componenti andrebbero in corto fra loro. L'alesatoio, che poi è una fresina piana, bisogna farselo fare da un amico meccanico che userà una punta da trapano da 2,5 mm che porta tornito all'estremità un peduncolo di guida da 0,8 mm.

Ricordo che I5TDJ descrisse un alesatoio simile su R.R. 3/77, pag. 278. In ogni modo, per alesare i fori si può usare anche una semplice punta da trapano da 2,5 mm, affilata in punta con angolo molto piccolo, quasi piana. I fori alesati verranno più scavati, ma purché siano alesati a mano senza sfondare sulle piste, la punta da trapano va bene ugualmente.

Il PCB mi è stato fornito da I2SG, ma anche I1TEX, che ha realizzato con successo questo oscillatore, me ne regalò uno di scorta per cui trovarne qualcuno non dovrebbe essere difficile. Fare un solo esemplare non conviene.

Il PCB di fig. 18 va ritagliato con un seghetto da traforo, seguendo le linee del riquadro interno e lasciando intatte le quattro linguette sporgenti.

Il PCB così ritagliato risulterà un quadrato da 44 mm di lato con quattro linguette sporgenti. Il riscontro va fatto con lamierino di rame ricotto ben piano e pulito, spesso da 0,3 a 0,5 mm. Lo spessore 0,5 mm è meglio, ma siamo al limite con la lunghezza dei terminali di U2, che dovendo passare per questo sandwich, riscontro più PCB, rischiano di non raggiungere più gli occhielli delle piste. Non usare lamierini con spessori superiori a

case e il rame. Mettete un po' ai bordi ma non sopra per ora. Stringere il case sulla piastra col morsetto e lasciare così per 48 ore. Prendersi una vacanza dopo tanto lavoro.

Il quarzo deve essere a perfetto contatto col rame. Siccome il contenitore HC45/U ha il battente sul fondello, risulterebbe impossibile ottenere il contatto termico fra contenitore e riscontro in rame. Per ottenere il contatto bisogna fare un clips di rame con lamierino da 0,5 mm largo 8 mm, quanto il contenitore, e lungo 8,5 mm. Per piegare il lamierino ad U usare una punta da trapano da 2,5 mm bloccata verticale sul bordo di una morsa col lamierino infilato fra punta e ganascia.

Piegare a 90 gradi e a misura i terminali del quarzo e infilarli sopra il clips.

Infilare i terminali del quarzo nei fori del PCB e saldarli sui rispettivi occhielli.

Prima di mettere la resina sul quarzo bisogna montare Q4 mettendoci un po' di resina sotto, fra dissipatore e riscontro. La vite di bloccaggio del case di Q4 è stata usata, come si vede da **foto 1**, per bloccare una piccola staffa che serrando la vite stringe anche il clips col quarzo verso il riscontro.

Come staffa ho impiegato un volgare collare di quelli usati per stringere la calza dei cavi coassiali nei miscelatori TV.

Quando tutto è pronto, mettere un po' di resina sotto il clips del quarzo e stringere delicatamente la vite finché tutto sia in piano e a contatto col riscontro.

Siccome LM34 è ormai polimerizzato, metterci sopra abbondante resina evitando di coprire i terminali. La resina contiene allumina che è conduttrice.

Mettere resina intorno al quarzo e a Q4 senza abbondare eccessivamente perché la resina tracima verso gli altri componenti e i terminali del quarzo. Dopo una serratina finale lasciare indurire per 48 ore e prendersi un'altra vacanza.

Il passo successivo è rinchiudere la bobina Lo dentro un tunnel aperto in entrata e uscita. Il tunnel è fatto in lamierino di rame da 0,3 mm. Ciò è, come spiega I2SG, estremamente importante. Il tunnel si lascia aperto in ingresso per tarare Cv e all'uscita per spaziarlo Lo se occorresse. Diversamente, giacché i bordi del tunnel sono saldati sul riscontro, risulterebbe impossibile manipolare Lo.

Prima di montare l'oscillatore nella scatola bisogna vedere se oscilla.

Le prove

Inizialmente è bene provare l'oscillatore indipendentemente dal termostato, togliendo R1.

Mettere un frequenzimetro all'uscita di Q3. Coi valori dati per Lo e Cv, girando Cv l'oscillatore innesca. Se il quarzo non dovesse oscillare, mettere un resistore di una ventina di ohm in parallelo al quarzo. Ora abbiamo un oscillatore libero. Verificare che la banda coperta girando Cv include la f del quarzo.

Più la f del quarzo è al centro di questa banda e meglio è.

Per fare questa misura sarebbe bene usare un analizzatore di spettro. Se fosse necessario centrare la banda coperta, si può variare la spaziatura di Lo o aggiungere degli NP0 nei fori liberi di C9.

Quando il quarzo innesca, rimarrete sorpresi di vedere che questo oscillatore genera armoniche pari e dispari fino a 3 GHz con un livello di attenuazione di circa 10 dB una rispetto all'altra. Queste armoniche si possono sfruttare direttamente prelevandole con un filtro passabanda che escluda le altre. Quando lo dissi a I2SG mi rispose... "Per forza! mica ti ho dato i transistor della mutual!"

Ora risaldiamo R1 e proviamo il termostato. Bisogna collegare un tester in serie all'alimentazione per misurare la corrente assorbita. La portata di 500 mA f.s. va bene.

Occorre anche un voltmetro digitale da collegare sulla linguetta dell'uscita monitor di



Foto 7 - L'oscillatore completo collegato al moltiplicatore x 24 DF9LN. Il coperchio riporta le caratteristiche misurate.

U2. Siccome LM34 ha un'uscita di 10 mV/C, la portata di 1 V f.s. va bene. Quando saremo a 60 gradi centigradi, leggeremo 600 mV e avremo anche un termometro elettronico in più.

Appena si alimenta il circuito con 12 V, a temperatura ambiente si leggeranno 400 mA, ma appena il riscontro arriva vicino a 60°C la corrente crolla a circa 120 mA includendo il consumo dell'oscillatore. Questo consumo è alto perché tutto il calore si disperde all'esterno. Per giunta, anche se tutto è fatto bene, si avranno notevoli pendolazioni di corrente.

Quando ho fatto le prove le scatole del contenitore non erano pronte ma allora ho ricoperto tutta la piastra con un paio di pacchi di ovatta facendo una montagna sopra e sotto l'oscillatore.

Con l'isolamento termico la pendolazione sparisce immediatamente e l'assorbimento scende a 80 mA, oscillatore compreso. Nel mio caso la temperatura letta resta inchiodata a 610 mV, pari a 61 gradi centigradi e le variazioni sul decimo di grado sono occasionali.

Come si vede da **foto 2** la scatola è stata realizzata con pareti in vetronite G10 a doppia faccia, con tre passanti a tre pareti, più un connettore SMA alla quarta parete. La linguetta del fine tuning non è stata usata e così tutto l'oscillatore è sostenuto da due linguette soltanto. Ciò evita ulteriori perdite di calore per conduzione verso l'esterno.

I collegamenti fra le linguette del PCB e i reofori dei due condensatori passanti sono fatti con filo sottilissimo per evitare trasmissione di calore.

Lo spillo del connettore SMA è collegato per forza alla linguetta di uscita e in più bisogna saldare un foglietto di rame fra massa del PCB e flangia interna del connettore. Tutte le pareti interne ed esterne in rame della scatola sono collegate fra loro dall'armatura esterna dei condensatori passanti, saldati dentro e fuori come si vede in **foto 2**.

La scatola è stata riempita di listelli di polistirolo espanso ed ove impossibile arrivarci, con pallini di polistirolo ottenuti per frantumazione dello stesso. L'aspetto della scatola chiusa è in **foto 3**.

Come mostra **foto 4**, per sistemare il polistirolo sopra e sotto il modulo, la scatola ha due coperchi dotati tutt'intorno di finger stock e avvitabili.

Per migliorare la stabilità e per evitare ulteriori influenze dell'environment esterno, tutto lo scatolino è stato rinchiuso dentro uno più grande, dimensioni esterne 160x160x130.

Come si vede da **foto 5**, anche questa scatola, fatta in G10 doppia faccia, è riempita di listelli in polistirolo espanso; si vede pure il cavetto coassiale RG-188 che collega il connettore SMA femmina della scatola interna col connettore SMA passante SMA F/F, che attraversa la parete della scatola esterna.

Non visibili, perché coperti dai listelli, ci sono i tre conduttori +12 V, monitor e massa. I primi due vanno ad altrettanti passanti da 1 n saldati alle pareti della scatola esterna. La massa è alla carcassa.

La **foto 6** mostra la scatola chiusa con ivi collegato il DF9LN, mentre la **foto 7** riporta i dati di targa ricavati dopo le misure effettuate. All'uscita del DF9LN si nota un attenuatore SMA da 2 dB come riportato da fig. 1 pag. 41 R.R. 5/97.

Misure

Le misure di stabilità di frequenza sono state fatte usando un frequency counter Model 6053 della Systron-Donner, che va fino a 3 GHz, con le seguenti caratteristiche:

- Aging Rate: ± 7 parts in 10^9 /24 hrs. // ± 2 parts in 10^8 /24 hours
- Warm up Time to Reach Specified Aging Rate: 30 days// 72 hours
- Short Term Stability Averaged over 1 Second: ± 5 parts in 10^9 rms
- Long Term Aging Rate: ± 3 parts in 10^9 /24 hours after 45 days dynamic.

Satelliti

- Variation with Temperature: ± 5 parts in 10^9 /C from -20 to +50 C.

La stabilità a lungo termine è risultata migliore di 1×10^{-8} , quindi una parte su 100 milioni, ossia 1 Hz su 100 MHz, vale a dire 100 Hz a 10 GHz.

Un'altra misura di stabilità a lungo termine è stata fatta da IW1ASJ su un esemplare di questo oscillatore realizzato da I1TEX con quarzo a 60 gradi da 106.500 MHz. Il frequenzimetro usato è un HP 5328 OPT 010 High Stability. Time base stability $< 1 \times 10^{-10}$.

Per disegnare il grafico di fig. 3, che porta in ascisse il tempo in secondi e in ordinata la f in Hz, è stata usata una interfaccia HP-IB fra HP 5328 e un PC. Il programma di acquisizione dati per il PC è stato scritto da I1DDS.

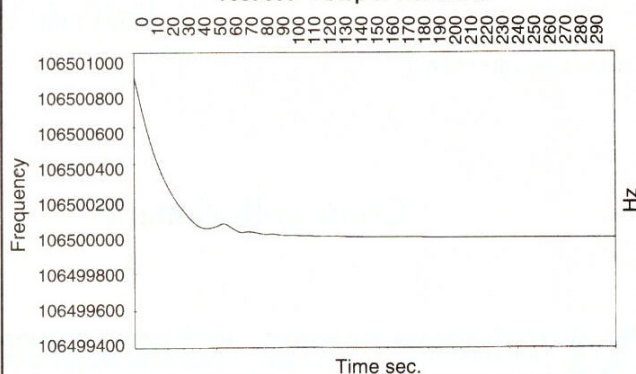
Come si vede da fig. 3, l'oscillatore parte da temperatura ambiente 25 gradi centigradi e la f è circa 106500400 Hz. Dopo circa 120 secondi siamo già in temperatura 60 gradi

alla f nominale del quarzo pari a 1065000000 Hz. In seguito le variazioni di f a lungo termine non sono più apprezzabili.

Per le misure di phase noise e FM residua, le prestazioni del mio analizzatore di spettro HP 141T, con cassetto RF HP 8555A, sono di gran lunga peggiori dei parametri da misurare per cui fanno fede le misure eseguite da I2SG nei due articoli originali.

Ringrazio I2SG per l'aiuto fornitomi, I1TEX e IW1ASJ per la collaborazione pre-

Test 300 "- Step 5" - T = 25°C



statami e invito al cimento quanti altri interessati a un oscillatore serio. I risultati li vedremo con Phase-3D nel downlink a 10451 MHz, dove se dovremo correre dietro al segnale sarà solo per via del Doppler e ciò non è poco.

Continua

Daniele Cristaldini • IK2XRO

Piercarlo Cristaldini • IW2EGC

Itamsat: 1 maggio 1996 - 1 maggio 1997, un anno di lavoro

DOPO quasi due anni di limitata attività, il satellite viene nuovamente gestito con un serio piano operativo. Era il primo giorno del mese di maggio quando Alberto I2KBD, Carlo IW2CTJ, Luca IK2OVV e Oscar I2PZB ci proposero di utilizzare la nostra stazione satellitare per poter assumere il controllo del satellite.

Si sospettava che ci potessero essere dei problemi nel ricevitore del satellite, ma soprattutto si temeva che avesse un banco di memoria di bordo in avaria, tale da causare qualche crash incontrato nell'estate del '95.

Daniele (IK2XRO) ed io (IW2EGC) accettammo con gioia questa opportunità, sapendo di avere una discreta esperienza nel campo, operando ormai da diversi anni sui vari LUSAT, PACSAT, UOSAT e KO-22/23. Da un primo approccio con il satellite vennero subito fugati e smentiti i dubbi precedentemente sollevati.

Dopo aver seguito dietro le quinte la costruzione e la esaltante messa in orbita del satellite quella notte di oltre tre anni fa, ci siamo fatti coinvolgere in questa appassionante avventura nella gestione di un satellite tutto nostro, cioè italiano, ma soprattutto dei radioamatori italiani.

Il punto di partenza è stato il dover apprendere l'uso di tutti i software di comando del satellite. Dovevamo capire i delicati meccanismi del suo funzionamento e ciò ci ha stimolato e appassionato sempre più, facendoci capire che con il grande entusiasmo che avevamo nell'affrontare questa nuova esperienza e con la grande opportunità e fiducia dataci dal gruppo di Milano potevamo solo far bene e far funzionare nel migliore dei modi Itamsat.

Daniele ed io ci siamo subito accorti che operare con Itamsat, ovvero mantenere il controllo del satellite, è molto diverso rispetto a ciò che svolge un utente abituale: non esistono solo i messaggi. La cosa più importante è saper ascoltare la sua "voce"... la telemetria. Ecco il cuore di tutti i problemi: capire tutta quella serie di numeri che il satellite trasmette ogni volta che lo si acquisisce. In base ad essi bisogna saper operare per ottenere sempre il miglior risultato.

Dalla millesima orbita compiuta dal satellite (22 giugno 1996) al terzo anno di vita raggiunto dal "piccolo" (26 settembre 1996) si sono susseguite numerose modifiche al software di bordo per poter migliorare il budget energetico. Riunioni con tutto il gruppo di Milano hanno portato alla formulazione di una serie di strategie mirate allo scopo di

ottenere il massimo da Itamsat; idee, proposte (accettate o bocciate), ci hanno accompagnato lungo tutto questo anno molto intenso, sia per il satellite sia per noi che lo gestiamo.

Durante l'estate scorsa sono stati intensi rapporti di reciproca collaborazione con i colleghi argentini e rafforzati quelli già esistenti con i nord-americani.

A Buenos Aires (Argentina) la Command Station ha avuto una serie di incontri con i maggiori esponenti dell'Amsat-LU: idee, suggerimenti e confronti tra il gruppo argentino di LUSAT ed il nostro ci hanno fatto capire quanto sia importante l'interscambio di informazioni tra scuole di pensiero differenti.

Grazie a Roberto LU8DYF (LUSAT Command Station), che ci ha cortesemente concesso l'uso della sua stazione, abbiamo monitorato il satellite anche dall'emisfero boreale.

Grazie agli americani abbiamo riscritto parte del IHT (Itamsat Housekeeping Task), includendovi anche la gestione del Robot (tipo Sarex) che è stato testato sul satellite sempre dalla Command Station durante questo anno.

Attualmente Itamsat è in telemetria ed è appena stato fatto un ennesimo upload, resosi necessario dopo le ultime modifiche apportate. Il satellite, per chi si volesse cimentare nella ricezione, è ricevibile sintonizzando il ricevitore sulla frequenza di 435.822 MHz (+/- doppler), cioè quella del secondo trasmettitore, visto che il primo, come noto, a seguito della ridotta attenuazione della portante, rende la corretta decodifica dei segnali piuttosto difficoltosa.

Da oltre un anno il satellite raccoglie dati telemetrici e li rimanda a terra. Studi sul set point sono stati eseguiti per poter individuare un miglior rendimento dei pannelli solari. È stato fatto uno studio molto approfondito che doveva essere eseguito subito dopo il lancio, ma che per vari motivi è sempre stato rimandato. Abbiamo trasposto i dati forniti dal satellite su dei grafici che ci hanno aiutato a comprendere e risolvere molte problematiche sullo stato dello stesso. Questo lavoro ha occupato molto tempo nell'ultima parte dell'anno. Siamo comunque molto soddisfatti di tutto il lavoro svolto dal gruppo. Per questo secondo anno di gestione abbiamo un sogno nel cassetto: poter caricare il BBS che tuttavia consuma molta energia. Attualmente lo status non ci permette di farlo: è stato calcolato che in condizioni operative in orbita, dopo circa quattro anni (e quindi a seguito del fisiologico degrado dei pannelli solari e in parte delle batterie), si è avuta la perdita di circa 1 W nel budget energetico, necessario per la riuscita di questo progetto.

Questa è la sfida che ci stiamo accingendo ad affrontare: la speranza di noi tutti è quella di riuscire, attraverso l'ottimizzazione dei parametri energetici, nel recupero di quello che è stato perso per motivi del tutto "fisiologici", dipendenti dal tempo.

Domenico Marini • I8CVS
Via A. de Gasperi 89 - Parco Merola
80059 Torre del Greco (NA)

Parte 6^a
(da R.R. 8/97)

Stazione Downlink a 10,5 GHz per Phase-3D

Premessa

A campagna di lancio in corso, l'ESA ha comunicato all'AMSAT che le vibrazioni del lanciatore Ariane 502 saranno molto superiori al previsto e perciò ha richiesto un ulteriore rinforzo della struttura degli unici due satelliti Team e Amsat-P3D. Il resto del carico è solo 3800 kg di zavorra. Se l'Amsat non farà in tempo a rinforzare e mandare P3D a Kourou entro il 10 agosto, dovrà comunque fornire all'ESA una adeguata zavorra di 550 kg. Al momento ogni previsione di lancio è impossibile. Non disperiamo perché anche l'ESA, intenzionata a lanciare per forza entro settembre solo zavorra, potrebbe avere ritardi a noi favorevoli, ma a questo punto è da auspicare un rimando sine die sul più affidabile Ariane-4. Per fortuna P3D è completo del TX a 10,5 GHz costruito dal gruppo finlandese di OH2AUE e OH2JMS. Questo TX, con TWT (Traveling Wave Tube), donato dall'AMSAT-DL, è già stato integrato sul satellite e la massima potenza di uscita ottenuta durante le prove è 60 W pep. Questa potenza è il doppio di quanto inizialmente preventivato, come risulta da tabella 3 di pag. 46 R.R. 3/95. Siccome l'antenna RHCP di P-3D ha un G=20 dBic pari a 100 volte, ne risulta che la potenza irradiata dal satellite è 6000 W EIRP pari a circa 38 dBW.

In conseguenza, a parità di condizioni della stazione terrena esemplificata in detta tabella 3, il rapporto S/N a terra migliora da 24 a 27 dB. Il TX di riserva, a GaAsFET di potenza, eroga 10 W pep e sarà usato in caso di emergenza. Le frequenze downlink a 10,5 GHz di P-3D, riservate al traffico analogico e digitale, sono riportate nella matrice di pag. 48 R.R. 3/95.

Occupiamoci ora della realizzazione del transverter con copertura 10450-10452 MHz a IF 146-148 MHz di cui allo schema a blocchi in fig. 1 pag. 41 R.R. 5/97.

Questo transverter sarà usato solo in ricezione di P-3D ma ci sarà molto utile anche in TX nella messa a punto dell'illuminatore RHCP per la parabola da 60 cm.

Transverter DB6NT a 10,5 GHz: foto 1

Questo modulo è stato descritto originalmente su Dubus 1/1991. L'autore è Michael Kuhne, DB6NT, un progettista molto noto nel campo delle MW che, nelle misure su

questo "A Simple 10 GHz Transverter" è stato coadiuvato da DC0DA, Jurgen Dahms. L'articolo di Dubus è molto sintetico e in solo nove facciate di questa minuscola rivista bilingue riporta descrizione, costruzione taratura e schemi. Ciò è quanto basta per un OM già esperto di auto-costruzione in MW tanto è vero che ormai gli esemplari duplicati si contano a centinaia.

Nel tempo il modulo ha subito alcuni miglioramenti riportati su Dubus 2/1991 pagg. 20-21 e sul 3/95 pag. 25. Chi avesse intenzione di realizzare questo Kit è vivamente invitato a studiare questi articoli originali fortunatamente scritti anche in inglese, giacché la EISCH Electronic che fornisce il Kit, lo correda delle sole istruzioni in tedesco.

Tuttavia, anche la lettura di queste pagine sono un utile complemento alla realizzazione, specie per quegli OM che hanno poca dimestichezza con l'autocostruzione e con le lingue straniere.

Data la popolarità acquisita da questo transverter, nel corso degli anni sono stati immessi sul mercato molti PCB di provenienza germanica che sono stati venduti nelle fiere o per posta mentre nel frattempo lo stesso DB6NT apportava al PCB alcune modifiche sostanziali disegnando sullo stesso stampato anche le varie pagliuzze che in precedenza aveva saldato sperimentalmente sulle piste.

Ciò risulta evidente osservando alcune foto originali del transverter montato mandati da DB6NT e che si riferiscono al prototipo descritto su Dubus. E' dunque possibile che molti PCB, provenienti da varie fonti, differiscano anche nella qualità e costante dielettrica del supporto e che non riportino tutte le modifiche effettuate che fanno parte di questa descrizione aggiornata.

Ciò potrebbe spiegare il perché molti OM anche esperti in MW hanno ottenuto una potenza di uscita molto inferiore ai 10 mW nominali.

Prima di imbarcarmi nell'impresa di questo transverter che doveva funzionare via satellite su 10451 MHz, anziché sui classici 10368 MHz Tropo, e non avendo alcun precedente riferimento in proposito, mi sono sentito con DB6NT che molto gentilmente ne ha ritardato in banda satelliti uno che aveva per troppa e ha verificato che l'accordo delle cavità a 10451 MHz è ottenibile senza problemi e che le prestazioni non cambiano.

Lo schema elettrico, le piste del PCB e il piano di montaggio dei componenti che verranno

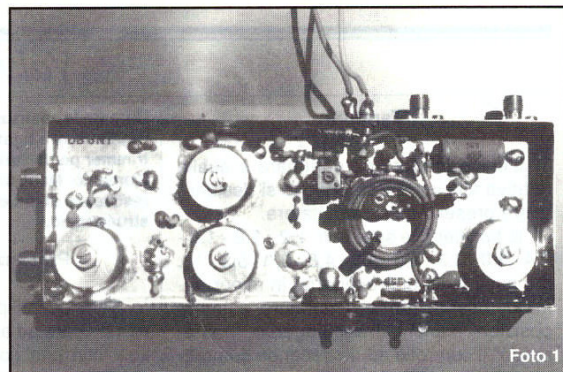


Foto 1

Transverter 10 GHz DB6NT. La cavità in alto appartiene alla sezione RX. Le prime due in basso a sinistra sono del TX e quella in basso a destra è dello LO. Il cavetto coassiale arrotolato a destra è la linea 1/4 d'onda in RG-316 lunga 35 cm per 144 MHz di cui al testo.

no qui pubblicati sono quelli aggiornati mandati apposta da DB6NT per Radio Rivista, mentre le foto si riferiscono alla mia realizzazione.

Il PCB ultimo aggiornato, in Ultralam 2000 Er=2,5 D=0,78 è quello fornito dalla EISCH Electronic col N 1008609 e costa 33 DM mentre il Kit completo di tutti i componenti, che ho usato, porta il N 1009009 e costa 299 DM.

Le prestazioni ottenute dal prototipo a 10451 MHz, che ho realizzato e misurato per sicurezza anche con la strumentazione di IOLVA, sono le seguenti:

- *Banda coperta RX/TX:* 10450-10452 MHz
- *Frequenza intermedia IF:* 146 - 148 MHz
- *Cifra di rumore NF:* 2,8 dB (migliorabile a <1,5dB con modifica HEMT descritta su Dubus 2/91)
- *Guadagno G:* 15dB (migliorabile a 18 dB con modifica HEMT descritta su Dubus 2/91)
- *Potenza di uscita a 10451 MHz:* 15 mW pari a 11,8 dBm
- *Potenza applicata LO a 2576 MHz:* 14 mW pari a 11,5 dBm
- *Pmax input a 146/148 MHz in TX:* 2,5 W pep
- *Ricezione immagine RX a 10157 MHz:* 20 dB (una sola cavità in ricezione)
- *Ricezione immagine TX a 10157 MHz:* 41 dB (due cavità in trasmissione: **foto 2**)
- *Isolamento LO a 10304 MHz:* 36 dB rispetto all'uscita (**foto 2**)
- *Prodotti spuri:* 55 dB sotto l'uscita TX (**foto 2**).

Questo transverter, pur essendo nato con tecnologie del 1990, è ancora attuale perché molto semplice e affidabile ma soprattutto è di facile realizzazione con caratteristiche tecniche ripetibili, adatto quindi a chi comincia.

Se questo transverter viene realizzato seguendo tutte le istruzioni e con calma, dopo aver meditato a fondo schema e PCB prima di inforcare il saldatore, il successo non potrà mancare. Soprattutto, come diceva l'Alk, il primo maestro che mi tenne a balia, "Non bisogna lasciarsi prendere dalla mania finiscipresto che invade spesso e volentieri noi OM frettolosi. Monta tre componenti al giorno e ragionati, a mente serena. Se dopo la saldatura ti accorgi di avere sbagliato, allora vuol dire che il cervello pensava ad altro".

La messa a punto, step by step, come indica anche Dubus, si fa col solito tester ICE 680-R e solo alla fine, per accordare il TX e misurare la NF, chiederemo l'aiuto del solito amico con Power-Meter e Panfi. Siccome i risultati saranno soddisfacenti, col tempo saremo invogliati a comprare un minimo di strumenti anche noi.

Qualcuno storcerà il naso pensando "Compro tutto già fatto e buona notte". Benissimo! Oltre a non aver imparato niente, la mancanza di domestichezza con l'oggetto ci farà vivere in una specie di sacro terrore che questo si possa rompere ogni volta che si accende provocandoci il cardiopalmo. In più questi moduli ogni tanto vanno riaccordati e così sarebbe come voler suonare un violino senza avere orecchio per girare le chiavette delle corde che qui sono le viti sulle cavità.

Inoltre, gli utenti a 10,5 GHz di P-3D saranno quasi tutti esperti di MW che tenderanno a formare piccoli gruppi con interessi sperimentali. Chi sarà fuori di questi giri, avendo poco da raccontare, alla fine si stancherà dell'ambiente e cambierà banda scusandosi col dire che il tempo del Modo-X è troppo breve e via dicendo.

Meglio quindi montare il Kit che, senza darci l'imprimatur di grandi esperti, ci mette però sulla strada per apprendere e migliorare. "Nessuno è nato imparato", si dice a Napoli.

Descrizione del circuito

Come mostra **fig. 1**, l'intero transverter, ad eccezione dello LO esterno, è realizzato su un unico PCB. In alto a sinistra c'è l'ingresso "LO in 2,5 GHz", dove il segnale a 2576 MHz con potenza di 14 mW, viene applicato sul gate del primo stadio MGF-1302 con funzione di moltiplicazione.

La cavità sul drain del primo MGF-1302 viene accordata sulla quarta armonica di 2576 MHz, ossia a 10304 MHz. Questo segnale viene poi amplificato da un secondo stadio con MGF-1302 e si ottiene un livello di circa +5 dBm.

Sul drain del secondo stadio c'è un divisore di Wilkinson, disegnato a forma di Y, che ripartisce la potenza di LO a 10304 MHz fra il mixer attivo di trasmissione e quello di ricezione.

Come si vede da **fig. 1**, il segnale di LO è prelevato da ciascun braccio del Wilkinson mediante un condensatore chip ATC da 1pF. Un braccio applica LO direttamente al gate del mixer di trasmissione MGF-1302 mediante una linea di adattamento.

L'altro braccio del Wilkinson manda LO al Mixer di ricezione con MGF-1303. L'accoppiamento fra l'uscita del Wilkinson e il gate del mixer di ricezione MGF-1303 è realizzato invece mediante un link. Com'è noto, nel resistore da 100 Ω collegato fra le due uscite del Wilkinson circola corrente solo se esiste differenza di potenziale e ciò si verifica solo se c'è disadattamento di impedenza fra i due carichi applicati, ossia gli ingressi dei due mixer.

Come si vede, i mixer attivi con MGF-1302 sono due, uno per la sezione RX e l'altro per quella TX. Questa soluzione permette di ottimizzare facilmente i due mixer che richiedono ciascuno in RX e TX polarizzazioni e correnti molto diverse fra loro.

I mixer attivi, al contrario di quelli doppi bilanciati a diodi, hanno il vantaggio di fornire un guadagno di conversione ma sono più soggetti a compressione del guadagno, e generano prodotti di intermodulazione di livello più elevato dei mixer passivi.

Oggi sono disponibili mixer doppi bilanciati a diodi tipo HMC171C8 in SMD per banda X che rappresentano lo stato dell'arte, come descritto su Dubus 3/96 pag. 18, tuttavia, nel traffico via satellite a 10,5 GHz, dove in ricezione il livello di tutti i segnali presenti nella banda traslata dal satellite è molto basso, se i segnali locali adiacenti sono opportunamente filtrati e attenuati, anche i mixer attivi sono ancora vantaggiosi.

Sezione TX

Cominciamo dalla sezione TX che è la più semplice da seguire. Il segnale di eccitazione-

ne in 2 metri, e nel nostro caso da 146-148 MHz, viene applicato all'ingresso IF segnato con ZF RX TX 144 MHz alla sinistra di **fig. 1**. Il condensatore da 1nF serve per bloccare la componente continua presente sull'uscita del transceiver FT-290R che in TX è circa 6,5 V DC.

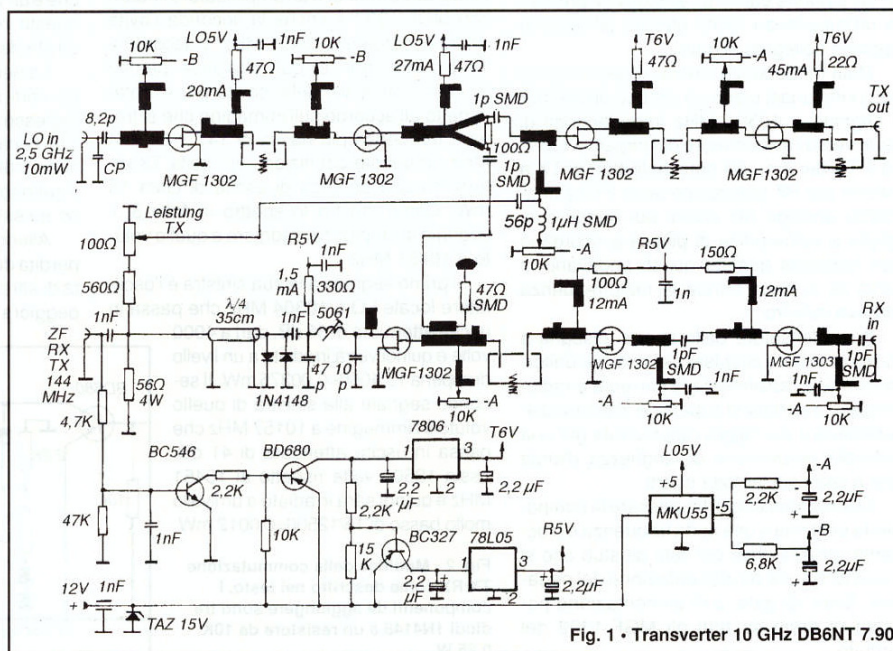
La RF viene applicata al carico fittizio rappresentato dal resistore 47 Ω 4 W e tramite 560 Ω passa ai capi del trimmer potenziometrico da 100 Ω denominato "Leistung TX".

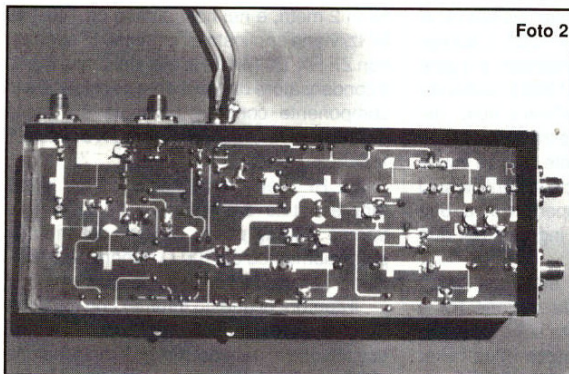
Il cursore di questo trimmer con funzione di attenuatore variabile, porta il segnale di eccitazione al gate del mixer di trasmissione MGF-1302 e sarà tarato per avere un livello di -10 dBm misurando i 2 m direttamente sul gate.

Il condensatore da 56 pF sul cursore lascia passare il segnale RF dei 2 metri mentre blocca la componente continua negativa di polarizzazione presente sul gate che viene regolata dal potenziometro da 10 K.

Come si vede, il segnale RF dei 2 metri non può circolare verso il potenziometro da 10 K e da qui verso l'alimentazione del negativo di polarizzazione -A perché è bloccato dalla impedenza da 1 μ H SMD che in 2 metri presenta una reattanza XL di circa 1000 Ω .

In conseguenza il segnale dei 2 m è costretto a raggiungere il gate del Mixer MGF-1302 tramite la bassa impedenza che, alla frequenza di 144 MHz, gli presentano sia lo stub disegnato sullo schema a forma di L che la linea di adattamento fra uscita del Wilkinson e gate del Mixer.





Il PCB lato piste coi componenti SMD tutti saldati. Il connettore SMA in alto a sinistra è l'ingresso LO e quello alla destra l'ingresso IF. Sulla parete destra in alto l'ingresso RX e in basso l'uscita TX. La microstriscia in basso a sinistra a forma di Y orizzontale è il divisore di Wilkinson. Il braccio superiore va al link del Mixer RX e quello inferiore al Mixer TX. Le microstriscie più sottili coi condensatori a forma di settore circolare, sono gli stub di cui al testo.

Al contrario, il segnale a 10304 MHz, presente sul gate del Mixer a un livello di -8 dBm, non può circolare né verso l'alimentazione del negativo di polarizzazione, né verso il 56 pF dei 2 m.

Se infatti andiamo a guardare sul PCB di **foto 2** come è fatto lo stub disegnato ad L sullo schema, ci accorgiamo che questo è realizzato con una sottile pista o microstrip, di impedenza caratteristica, quindi elevata, che supera i 100 Ω , lunga multipli dispari di $1/4$ d'onda e che all'estremo opposto al gate vi è collegato un condensatore disegnato a forma di settore circolare.

Questo condensatore disegnato sul PCB blocca la componente continua di polarizzazione del gate ma presenta bassa reattanza per la RF a 10304 MHz di LO.

In conseguenza, per la RF a 10304 MHz, lo stub è come se fosse in corto all'estremo collegato al condensatore, ma essendo lungo $1/4$ d'onda, dopo mezzo giro della carta di Smith a partire dal corto, si vede che presenta un'impedenza molto elevata all'estremo opposto collegato al gate.

Data l'impedenza elevata, questo stub si comporta quasi come un circuito aperto per il segnale a 10304 MHz impedendogli di fluire verso l'alimentatore del negativo o verso il TX dei 2 m. Gli autocostruttori di TX a valvole per HF conoscono bene il funzionamento analogo dei choke sul negativo di griglia e sull'anodica di placca e ricordano con nostalgia quando questi andavano in fumo se in certe bande la radiofrequenza tornava indietro.

Il condensatore dello stub si disegna a forma di settore circolare per ripartire uniformemente e radialmente la corrente a radiofrequenza su tutta la superficie circolare dell'armatura il cui raggio rappresenta già una notevole percentuale di lunghezza d'onda che è bene sia lambda quarti.

Questo concetto di far passare la componente continua o una certa frequenza e bloccare un'altra, vale per tutti gli stub che si trovano in serie all'alimentazione del negativo, "bias" di gate, o di alimentazione positiva di drain su tutti gli MGF-1302 del circuito.

A questo punto sul gate del Mixer MGF-1302 abbiamo due segnali, quello di LO a 10304 MHz e quello di eccitazione che, nel nostro caso, va da 146 a 148 MHz. Questi due segnali battono fra loro nel Mixer e danno luogo alla conversione di frequenza. Con LO= 10304 MHz, se inviamo 147 MHz al Mixer di trasmissione MGF-1302, alla sua uscita sul drain otterremo due segnali, LO+147 MHz e LO-147 MHz.

Il segnale somma 10304+147=10451 MHz è il segnale voluto che ci interessa, mentre il segnale differenza 10304-147=10157 MHz è il segnale indesiderato chiamato immagine che in uscita deve essere attenuato il più possibile.

Per amplificare il segnale voluto e attenuare il più possibile l'immagine, la cavità sul drain andrà accordata su 10451 MHz. Lo stadio dopo il Mixer è un amplificatore lineare con MGF-1302 e anche la seconda cavità andrà accordata a 10451 MHz. L'accordo a 10451 MHz non si può sbagliare perché avviene con le viti delle cavità più estratte rispetto all'accordo sull'immagine che si trova a frequenza più bassa di $147 \times 2 = 294$ MHz. In queste condizioni, all'uscita TX otterremo una potenza di uscita di circa 15 mW. Come mostra lo spettro in **foto 3**, il segnale di ampiezza maggiore è quello voluto a 10451 MHz.

Il primo segnale alla sua sinistra è l'oscillatore locale LO a 10304 MHz che passa in uscita attenuato di 36 dB, pari a 4000 volte e quindi verrà irradiato a un livello di appena $15/4000 = 0,00375$ mW. Il secondo segnale alla sinistra di quello voluto è l'immagine a 10157 MHz che passa in uscita attenuata di 41 dB, ossia 12500 volte rispetto ai 10451 MHz e quindi sarà irradiato a un livello molto basso di $15/12500 = 0,0012$ mW.

Fig. 2 • Modifica della commutazione TX/RX come descritto nel testo. I componenti da aggiungere sono tre diodi 1N4148 e un resistore da 10K, 0,25 W.

Sezione RX

L'ingresso "RX IN" si trova a destra in fig. 1. Il ricevitore si compone di un preamplificatore con MGF-1303, un postamplificatore con MGF-1302 e un Mixer MGF-1303. Il circuito di ingresso sul PCB ha una rete di adattamento che attua la trasformazione di impedenza fra i 50 Ω di antenna e l'impedenza che MGF-1303 del primo stadio richiede per fornire la cifra di rumore NF più bassa.

Questa rete è fissa, non richiede regolazioni e la NF ottenibile è circa 3 dB.

La NF del transverter è abbassabile a <1.5 dB sostituendo MGF-1303 del primo stadio con un HEMT FH06LG che DB6NT indicò su Dubus 2/1991, ma oggi esistono HEMT molto migliori adatti allo scopo come ad esempio un NE 32484A.

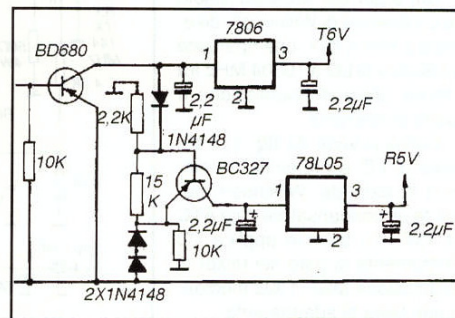
Tuttavia non ho ritenuto necessario apportare questo miglioramento. Usando infatti il preamplificatore di 10LVA descritto su RR 1/94, che ha NF=1,3 dB con G=19 dB, e applicando la formula 6 di pag. 42 su R.R. 4/94, si vede subito che la NF totale del sistema peggiora solo da 1,3 dB a circa 1,35 dB e quindi la modifica non è indispensabile.

Il secondo stadio del ricevitore è un MGF-1302 seguito da una cavità che va accordata a 10451 MHz in modo che all'ingresso del Mixer di ricezione MGF-1303 il segnale immagine LO-147 MHz, pari a 10304-147=10157 MHz risulti attenuato il più possibile.

Con una sola cavità, l'attenuazione e quindi la reiezione di immagine risulta 20 dB che è un valore molto buono, ma per ottenere questa reiezione la banda passante della cavità deve essere molto stretta.

La necessaria selettività si ottiene tenendo corti da 1,8 a 2 mm i due lanciatori di ingresso e uscita che penetrano nella cavità. Ciò comporta una perdita di inserzione di circa 5 dB alla frequenza passante e perciò il guadagno totale del convertitore di ricezione è risultato 15 dB.

Allungando i lanciatori oltre i 2 mm la perdita di inserzione diminuisce, il G aumenta di altrettanto, ma la reiezione di immagine peggiora notevolmente. Dato l'uso del pre-



amplificatore con $G=19$ dB si ottiene un guadagno totale di conversione pari a circa 34 dB ed essendo questo soddisfacente, ho preferito perdere qualcosa in più nelle cavità e quindi in G ma attenuare di più l'immagine. Siccome il preamplificatore di IOLVA ha in uscita una cavità uguale, la rilezione totale di immagine passa da 20 a 41 dB.

Il Mixer di ricezione è bene che sia un MGF-1303 perché così si ottiene un G di conversione maggiore. Il segnale di LO a 10304 MHz, accoppiato mediante link alla microstriscia di ingresso e misurato direttamente sul gate di MGF-1303, è stato misurato in -5 dBm.

Tutte le alimentazioni di drain vengono dall'alimentatore stabilizzato R5V a +5 V attraverso resistori chip fissi. Le polarizzazioni di gate vengono dall'alimentatore stabilizzato -A a -5 V attraverso trimmer potenziometrici da 10 K, uno per stadio. Questi trimmer servono a regolare le correnti di drain.

Lo schema elettrico originale di Dubus 1/1991 mostra un condensatore da 1nF sul cursore del pot. 10 K del primo stadio MGF-1303. Questo condensatore manca invece sul secondo stadio MGF-1302.

Come si vede qui in **fig. 1**, la seconda capacità da 1nF è stata aggiunta in seguito a modifica apparsa su Dubus 3/92 pag 25 perché in mancanza si erano manifestati fenomeni di instabilità.

Come vedremo, 1nF è stato aggiunto anche sul PCB. Il circuito sul drain del Mixer MGF-1303 è un Pi Greco accordato a 147 MHz ed è composto da una bobina Neosid 5061 da 115 nH con una capacità da 10 pF in ingresso e 47 pF in uscita.

Il circuito che segue fino al connettore di uscita è interessante perché consente al segnale IF di passare dal drain del Mixer fino all'uscita durante la ricezione ma durante la trasmissione impedisce che la radiofrequenza in 2 m proveniente dal TX eccitatore raggiunga il drain del Mixer di ricezione danneggiandolo. Ciò è evidente: se la potenza RF massima assorbita dal carico fittizio di 47 Ω è 2,5 W, la tensione efficace RF ai suoi capi sarà:

$$V = \sqrt{2,5 \times 47} = 10,8 \text{ V}$$

Il valore di picco è $10,8 \times 1,41 = 15,3$ V. Per evitare che una tensione IF così elevata in 2 m raggiunga il drain del Mixer ma per permettere nel contempo che il segnale di qualche mV in uscita dallo stesso drain raggiunga il ricevitore IF dei 2 m, è stato impiegato un circuito bidirezionale costituito da una linea coassiale con fattore di velocità 0,66, lunga 1/4 d'onda elettrici, pari dunque a 35 cm con due diodi al silicio 1N4148 collegati in antiparallelo al suo estremo.

Il funzionamento è il seguente: durante la ricezione il segnale ai capi dei due diodi è molto inferiore alla loro soglia di conduzione

pari a circa 0,6 V e quindi non conducendo è come se i diodi non esistessero e perciò il segnale in 2 m in uscita dal Mixer passa attraverso il quarto d'onda in cavo e va verso il ricevitore dei 2 m.

Come abbiamo calcolato, durante la trasmissione la tensione applicata ai capi dei due diodi è molto più alta di 0,6 V per cui, essendo in antiparallelo, questi diodi condurranno per circa tutto il periodo mettendo praticamente in corto l'estremo della linea 1/4 d'onda al lato mixer.

Quando una linea di trasmissione lunga 1/4 d'onda è messa in corto a un'estremo, sappiamo che l'estremo opposto assume impedenza teoricamente infinita e praticamente molto elevata.

In conseguenza, la corrente RF del TX dei 2 m non può passare attraverso la linea coassiale e raggiungere il Mixer.

In realtà, se fosse proprio così, il circuito non potrebbe funzionare perché i due diodi non andrebbero mai in conduzione. Si stabilisce perciò automaticamente una condizione di equilibrio fra la corrente nei diodi e il valore massimo di impedenza al lato opposto della linea necessaria a far passare nei diodi una corrente sufficiente per tenere dinamicamente in funzione il sistema quanto basta.

In ogni caso, la tensione RF che raggiunge il Mixer sarà sempre ampiamente nei limiti di sicurezza.

Alimentazione

Come si vede da **fig. 1**, l'alimentazione è a 12 V DC. L'assorbimento in RX è 85 mA e in TX 125 mA.

L'ingresso è protetto contro le inversioni di polarità e sovratensioni da uno zener 1N6276 a 16 V in grado di sopportare una corrente di 94 A per $t=20$ millisecondi. Il modulo MKU55 fornisce la tensione stabilizzata di +5 V per i drain dei due MGF-1302 del quadruplicatore LO e come invertitore fornisce il -5 V per i negativi di polarizzazione di tutti i gate. Il negativo -A polarizza i GaAsFET

della sezione RX e TX mentre il negativo -B polarizza gli MGF-1302 del quadruplicatore di LO. Queste tensioni sono sempre presenti dal momento dell'accensione.

Il modulo MKU55 è un regolatore e invertitore di produzione artigianale realizzato su una basetta a quattro piedini. Anche ADB fornisce un modulo simile con identica piedinatura per questo transverter.

La tensione +5 V per la sezione RX è fornita dal regolatore 78L05 ed è presente in R5V mentre la tensione +6 V per la sezione TX è fornita dal regolatore 7806 ed è disponibile in T6V. I due regolatori funzionano uno alla volta.

In ricezione il 78L05 viene alimentato a 12 V e fornisce +5 V alla sezione RX. Nel contempo il 7806 del TX non riceve il 12 V e la sua uscita è zero. L'inverso si verifica in trasmissione.

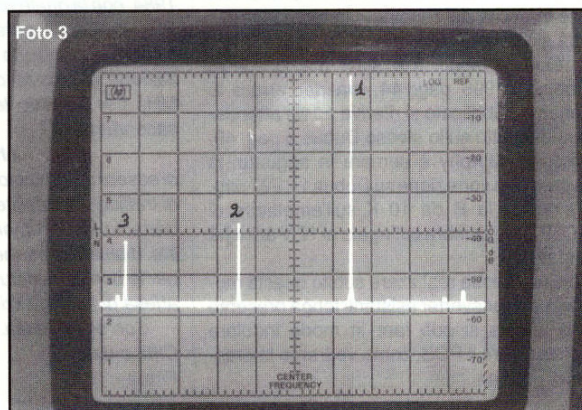
La commutazione fra le due alimentazioni RX e TX si ottiene nel momento in cui si preme il PTT utilizzando la tensione di 6,5 V che appare sul connettore SO-239 dello FT-290R insieme alla RF dei 2 m. Anche il transceiver IC202 ha in uscita la stessa tensione DC e analoga potenza RF in 2 m.

Il funzionamento è il seguente: in condizioni di RX la tensione sulla base del BC546 NPN è zero per cui fra collettore ed emettitore non circola corrente.

In conseguenza il partitore 10K + 2,2K è isolato da massa, non vi circola corrente e sulla base di BD680 PNP ci sono +12 V che lo mettono in interdizione. In queste condizioni la giunzione emettitore collettore di BD680 è un circuito aperto e l'alimentazione +12 V non può arrivare all'ingresso del regolatore 7806 per cui la sua uscita 3 è zero.

Il partitore 15K + 2,2K sulla base del PNP BC327 viene alimentato con +12 V a un terminale di 15K e quindi nel partitore collegato all'ingresso 1 di 7806 circola corrente. La caduta di tensione ai capi di 15K, fa sì che la tensione applicata fra base e massa del BC327 sia inferiore ai 12 V presenti al suo emettitore, per cui la giunzione emettitore-

Spettro uscita TX: 1 = uscita a 10451 MHz. Il segnale dell'oscillatore locale in 2, a 10304 MHz è attenuato di 36 dB rispetto all'uscita mentre l'immagine a 10157 MHz in 3 è 41 dB sotto l'uscita voluta a 10451 MHz. Tutti i prodotti spuri sono 55 dB sotto 10451 MHz. Scan Width: 50 MHz/Div; Bandwidth: 300 kHz; Vertical: 10 dB/Div; Filter: 100 Hz.



collettore di BC327 conduce alimentando l'ingresso 1 di 78L05 che all'uscita 3, fornisce +5 V per la sezione RX. Premendo il PTT del transceiver 2 m, la tensione di 6,5 V applicata al partitore 47K + 4,7K determina una tensione positiva di 5,9 V fra base e massa di BC546 che, essendo NPN, mette in conduzione la sua giunzione collettore-emettitore.

In queste condizioni il resistore da 2,2K sul collettore di BC546 va a massa, la tensione sulla base di BD680 diventa inferiore a 12 V ponendo in conduzione la sua giunzione emettitore-collettore che finalmente manda 12 V all'ingresso 1 del 7806 che alimenta la sezione TX.

Nel contempo, i due estremi del partitore 2,2K + 15K si troveranno circa allo stesso potenziale, la tensione applicata fra base e massa di BC327 sale a 12 V, interdicendo la giunzione emettitore-collettore che toglie i 12 V al 78L05 della sezione RX.

L'amico Mauro, IW1ASJ si accorse che questo sistema presenta l'inconveniente di non interdire completamente le giunzioni di BD680 e BC327 per cui in TX rimane una tensione di circa 250 mV sul ricevitore e in RX restano 250 mV sul trasmettitore. Questa tensione è bastante ad alimentare il TX che in tal modo genera rumore. Questo rumore bianco viene irradiato e si somma a quello proprio del ricevitore degradando, seppur di poco, la sua cifra di rumore totale.

Per interdire completamente le due giunzioni, ho effettuato una modifica suggeritami da I5TDJ e riportata in **fig. 2**. La resistenza da 2,2K del partitore sulla base di BC327 va direttamente a massa evitando di alimentare direttamente l'ingresso 1 di 7806 in condizioni RX.

Inoltre, quando siamo in TX, la base di BC327 viene polarizzata con 12 V meno la caduta di tensione pari a 0,6 V del diodo 1N4148. Nel contempo l'emettitore viene alimentato con due diodi 1N4148 in serie fra loro che presentano una caduta di 1,2 V. Siccome ora la tensione di base è maggiore di quella di emettitore, l'interdizione è tale che in uscita dei regolatori la tensione residua si riduce a circa 10 mV.

Questa modifica è stata pubblicata su Dubus 3/1996 pag. 44, ma per errore lo schema pubblicato si riferiva ad un attenuatore descritto sullo stesso Dubus a pag. 40. Siccome Murphy è sempre in agguato, la successiva correzione su Dubus 1/1997 pag. 31 riporta la R da 10 K sull'emettitore di BC327 che sembra collegata al 12 V anziché a massa.

Chi volesse realizzare subito questa modifica su transverter esistenti tenga presente che questa si può fare in modo indolore senza forare il PCB, come vedremo la prossima puntata.

(continua)

Bande di frequenza per traffico via satellite

Banda Uplink 1267-1270 MHz

Con la messa in orbita di Phase-3D occorre ricordare che, giusto nota n. 00586 del Ministero PT, comunicata all'ARI in data 22/2/1984, la banda 1267-1270 MHz può essere utilizzata solo per Servizio terra-spazio, previa autorizzazione da parte del Ministero PT, subordinata al parere del Ministero della Difesa.

Per ottenere l'autorizzazione occorre una domanda in cui gli interessati facciano conoscere dove la stazione opererà, fornendo una documentazione con le caratteristiche tecniche della stessa (potenza ERP emessa, e diagramma di radiazione dell'antenna, ecc.)

Si fa notare che per la banda 1267-1270 MHz non viene specificata la potenza massima consentita né per la licenza ordinaria né per quella speciale per cui, in attesa di chiarimenti in merito, nella domanda è consigliabile attenersi a quanto previsto nella banda 1296-1298 MHz, ossia 50 W ERP.

Ecco il fac-simile di domanda redatta in carta da bollo da lire 20.000.

*Al Ministero delle Poste e Telecomunicazioni
Direzione Generale Concessioni ed Autorizzazioni
Divisione I, Sezione VI
V.le Europa, 175- 00144 Roma EUR*

*Il sottoscritto.....titolare della
licenza di Radioamatore nr. con
nominativo.....facendo riferimento alla
nota n. 00586 trasmessa all'ARI in data 22/2/
1984, con la quale codesta Amministrazione
P.T., sentito il parere del Ministero della
Difesa ha concesso la possibilità di autoriz-
zazione all'utilizzo della banda 1267-1270
MHz per Servizio terra-spazio con statuto
secondario,*

chiede

*di essere autorizzato a condurre esperimenti
di traffico via satellite su detta banda. Allega
pertanto la documentazione tecnica richie-
sta, dichiara di attenersi alle norme emanate
per le bande in statuto secondario e resta in
attesa di autorizzazione.*

Con osservanza.

Città e data

Firma

Indirizzo completo

E' doveroso rammentare che l'autorizzazione obbliga all'utilizzo della banda 1267-1270 MHz su base di statuto di Servizio secondario terra-spazio.

E' perciò obbligatoria l'immediata cessazione delle trasmissioni in caso di disturbi ad emissioni dei Servizi Primari ed in primo luogo ai sistemi di Radiolocalizzazione ed Assistenza al Volo (Radar), sia civili che militari.

Prima di trasmettere verso il satellite è dunque necessario ascoltare in banda la presenza o meno di questi Servizi evitando di utilizzare questo spettro per QSO Tropo o locali non previsti nel Servizio terra-spazio.

Banda 2400-2402 MHz

Al momento, in Italia, questa banda di frequenze non è concessa ai radioamatori per cui, laddove non esistano interferenze da parte di altri Servizi, è possibile fare tecnicamente solo l'ascolto del downlink, così com'è avvenuto finora senza problemi per Oscar-13 Modo-S.

Al momento, l'uso in trasmissione su uplink S1 da 2400,100 - 2400,325 MHz per digitale e 2400,350 - 2400,600 MHz per analogico, non è consentito.

E' consentito invece l'uso di uplink S2 da 2446,200 - 2446,450 MHz per digitale e 2446,450 - 2446,700 MHz per analogico, dove in Italia e in molti altri paesi europei godiamo di Statuto di Servizio Esclusivo.

Giacché sarebbe tecnicamente scoraggiante e costoso obbligare gli OM di altri paesi più fortunati ad usare solo in downlink la banda loro concessa da 2400-2402 MHz a tutti gli effetti, utilizzando solo un uplink da 2446-2448 MHz, ci sono elementi sufficienti per dedurre che l'uplink S2 verrà usato in un lontano futuro in funzione dell'evolversi delle WARC o in caso di guasti tecnici su uplink S1.

Tuttavia, data l'importanza dell'argomento, il Consiglio Direttivo dell'ARI ha esaminato a fondo questo problema nella seduta di Consiglio del 14 giugno. Si rammenta che la possibilità di autorizzazione all'uso della banda 1267-1270 MHz per Servizio terra-spazio di cui si è parlato, scaturì dall'interessamento dell'ARI subito dopo il lancio di Oscar-10.