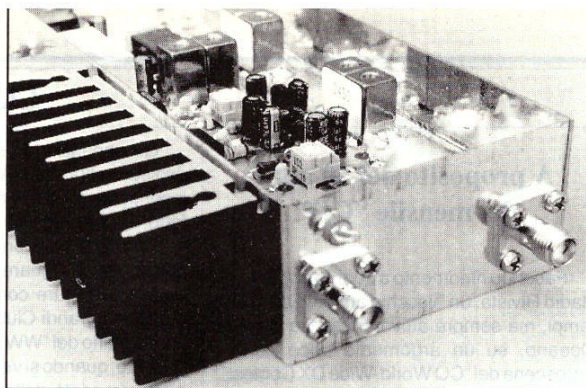


Domenico Marini • I8CVS
Via De Gasperi 89 • Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Transverter a 2400 MHz per Phase 3-D

Parte I^a



Radio Rivista 3/95 riporta a pagina 34 le frequenze definitive per il satellite Phase-3D.

Fra le altre bande, si rileverà che bisogna attrezzarsi per il Modo-S in 13 cm con:

- uplink-1 da 2400 e 2402 MHz;
- uplink-2 da 2446 a 2448 MHz;
- unico downlink da 2400 a 2402 MHz.

Facciamo alcune considerazioni sull'aspetto legislativo delle concessioni di dette bande in Italia.

L'assegnazione

Secondo l'ultima WARC (World Administrative Radio Conference), la banda 2300-2450 MHz è assegnata alla Regione-I (dove noi siamo) per il Servizio Fisso, che è primario, ma anche ai Servizi di Amatore, Mobile e Radiolocalizzazione, che sono secondari. Il tutto con la postilla 3644-320A, che recita testualmente:

«Il Servizio di Amatore via Satellite può operare, a condizione di non causare interferenze agli altri Servizi. Le amministrazioni nazionali (Ministero PT, nel nostro caso), che autorizzano tale uso, devono assicurare che ogni interferenza causata da una stazione per Servizio di Amatore via Satellite sia immediatamente fatta cessare.»

La Postilla 3442-148 recita inoltre che il Servizio di Amatore, oltre a non causare interferenze, non può, essendo secondario, chiedere protezione per eventuali interferenze provocate dagli altri Servizi. Oltre a ciò, la Postilla 3709-357 recita che la banda 2400-2500 MHz con frequenza centrale 2450 MHz è assegnata ai Servizi Industriali, Scientifici e Medici (ISM) e che i Servizi operanti in dette bande, quindi anche il nostro, devono tollerare le interferenze causate da queste applicazioni. Ne sono un tipico esempio i forni a microonde, che lavorano a 2450 MHz.

La concessione

E' bene chiarire subito che non sempre quanto viene assegnato internazionalmente è poi concesso in ambito nazionale.

In Italia il Ministero PT, secondo il Piano nazionale di Ripartizione delle Frequenze, pubblicato sulla Gazzetta Ufficiale N°47 del 17 febbraio 1983, tuttora in vigore, stabilisce che la banda 2300-2440 MHz è concessa solo ai Servizi Fissi, che l'utilizzatore è il Ministero PT, che a sua volta può dare concessioni solo ad altri Ministeri e a Privati.

I radioamatori però, in virtù della Postilla [43], godono di Statuto di Servizio Secondario solo nella sottobanda da 2303 a 2313 MHz e perciò i 2400-2402 MHz noi non li abbiamo. Abbiamo invece la banda 2440-2450 MHz, che ha come utilizzatore il Ministero PT, che a sua volta può dare concessioni solo ai radioamatori, che quindi sono "esclusivi", ma che secondo la Postilla [8] devono tollerare le interferenze causate dai Servizi ISM (forni a microonde, ecc.).

Riflessioni

Stando così le cose e senza divagare inutilmente sui perché, se a qualcuno venisse da chiedersi come mai in uplink di Phase 3-D ci sono due bande, 2400-2402 e 2446-2448 MHz, ciò non vuol dire che il doppio uplink sia stato fatto per complicare la vita ai radioamatori, ma bensì, qualche santo (con la coda) è riuscito a correre ai ripari, convincendo in alto che, senza i 2446-2448 MHz di uplink, gli OM italiani non avrebbero potuto trasmettere nemmeno sulla carta in modo legale per i prossimi dieci anni.

Se poi uno trasmette anche su 2400-2402 MHz, per sbaglio, pagando le conseguenze, dovrà dare la colpa alla XYL che certamente, spolverando le manopole del TX, avrà commutato inavvertitamente sulla

Foto 5 • Vista della fiancata lato connettori SMA. A sinistra l'uscita TX ed a destra l'ingresso RX. Sopra il connettore TX è stato montato un passante (non indicato nello schema) per riportare all'esterno la tensione di 8 V del TX. Sono visibili i filtri Neosid da 2450 MHz, che si accordano perfettamente a 2400 MHz e con il nucleo tutto chiuso fino a 2303 MHz. Il dissipatore è bene che sia più grande dell'attuale.

frequenza sbagliata. E' ovvio che, essendo il downlink uno solo, da 2400 a 2402 MHz si potrà almeno ascoltare e siccome la situazione internazionale da 2300 a 2450 MHz è molto fluida e mutabile è bene che il satellite abbia due uplink per fronteggiare gli eventi dei prossimi dieci anni. Ciò premesso, veniamo al problema tecnico.

Transceiver o transverter?

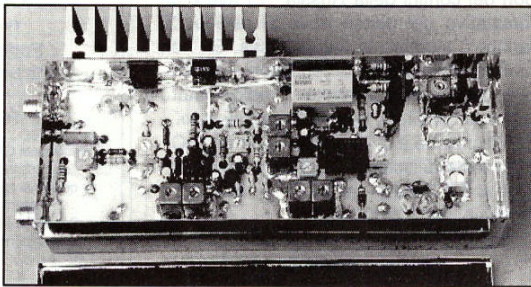
Sul mercato esistono moderni transceiver che coprono fino a 2450 MHz, ma costano oltre dieci megalire. Per l'OM medio equivale a comprare una Ferrari. Ciò non è tutto. La lunghezza media dei cavi, dalla stazione all'antenna, per noi OM è di 25-30 metri. Pochi sono così fortunati da operare in soffitta con sei metri appena di cavo e così (Radio Rivista 3/94 pag.32, Tab.2) per mandare i necessari 10 W in un'antenna da 20 dBi, usando 30 metri di buon cavo Cellflex da mezzo pollice, significa partire con almeno 30 W, perché l'attenuazione a 2400 MHz è di 15 dB/100 metri.

Usando il cavo Cellflex 7/8 di pollice, che attenua 100 dB/100 metri, e che nessun condominio farebbe mai installare perché troppo grosso, bisognerebbe partire con 20 W. Tutto ciò, ammesso di usare ottimi connettori e che il ROS dell'antenna sia 1; siccome questo non ha mai tale valore, per compensare le perdite addizionali del cavo dovute al ROS e al codino flessibile di cavo H-100 per consentire la rotazione azimutale e zenitale, bisogna contare di partire con almeno 35 W.

A 2400 MHz questa potenza si ottiene solo da una cavità con tubo 2C39 o 7289.

Lo stesso ragionamento vale per il pre-amplificatore il cui guadagno, se è 15 dB, si riduce a 10,5 dB dopo 30 metri di Cellflex da mezzo pollice e a 12 dB usando invece il 7/8 di pollice. Ne consegue un costo troppo elevato di transceiver, di cavi pregiati, di amplificatori valvolari complicati e costosi, col conseguente scoraggiamento dell'OM

Foto 4 • Vista del transverter per 2400 MHz, lato componenti. A destra in alto il quarzo da 125,3333 MHz con l'induttanza 5061. Più sotto i due filtri Toko a 376 e 1128 MHz. In alto il relé RL2; al centro (nero), RL1. Nella parte centrale i tre filtri F3, F4, F5 a 2400 MHz. In alto a sinistra il regolatore 7808 del TX, avvitato al dissipatore. Sul fianco sinistro i connettori SMA: TX in alto, RX in basso.



medio, poco danaroso ed anche non, specie se vive ai piani bassi. E allora?

Il Transverter

Questo ricetrasmittitore, installato a bordo dell'antenna, consente di salire e scendere dal sistema radiante alla stazione mediante normali cavi RG-213, perché i segnali ricevuti a 2400 MHz vengono convertiti a 144 MHz e quelli da noi trasmessi a 144 MHz vengono convertiti a 2400 MHz. L'uso del transverter era generalizzato fino ai 70 cm e fino agli anni '70. Poi, il miglioramento dei cavi ha consentito una minore attenuazione, permettendo di utilizzare TX fino a 432 MHz anche se tenuti lontani dall'antenna. In ogni caso, il transverter resta ancora la soluzione tecnica migliore per le applicazioni più impegnative come EME, satelliti e ove comunque si abbia a che fare con deboli segnali a frequenze UHF-SHF. Per giunta è anche economico e ciò non è poco.

Il transverter per 13 cm descritto su DUBUS 3/93 e progettato da DB6NT è l'unico che a mio parere consenta di essere portato facilmente dai 2320 MHz di progetto ai 2400 MHz del satellite. Ciò perché tutti i filtri usati sono elicoidali e accordabili, a differenza di altri fatti in strip-line e progettati per una certa banda di frequenza. Questi filtri, Neosid e Toko, sono centrati più sui 2400 MHz che su 2320 MHz, ma sono accordabili fino a 2303 MHz, frequenza questa concessa in Italia.

Questa peculiarità, unita alla grande quantità di istruzioni per il montaggio del kit e per la taratura, mi ha convinto ad effettuare la modifica a 2400 MHz. Dati gli ottimi risultati ottenuti, DB6NT ha consentito a far presentare il transverter su Radio Rivista (foto 4 e 5).

Altri transverter made in USA, del tipo "no tune", venduti in kit dalla Down East Microwave sarebbero stati certamente utilizzabili e anzi vengono venduti già montati od in kit col quarzo per coprire 2400-2402 MHz, ma la potenza di uscita è di appena 10 milliwatt, la NF è di ben 5 dB e inoltre sono piuttosto grossi. Quello di DB6NT, invece, usando GaAsFET Siemens di potenza, per cellulari e poco più lungo di un pacchetto di sigarette, eroga ben $1,5 \pm 2$ W in regime lineare ed ha una NF di 1,5 dB. Questa potenza è sufficiente, ad esempio, per pilotare direttamente un amplificatore lineare a stato solido molto compatto come quello della Modulteknik tedesca da 10 W di uscita. Tutto il sistema, transverter più lineare, può essere alloggiato sul retro di una parabola da 60 cm di diametro, che ha un guadagno di 20 dB ed è più che sufficiente per il modo-S di Phase-3D, ma è bastante per Oscar-13. Nel fuoco si monterebbe solo un preamplificatore con adatto relé coassiale, proprio dietro l'illuminatore: e ciò non è poco.

Il kit del transverter, completo di tutto, spedito in Italia per corriere costa 500 DM (marchi tedeschi). Una stazione per modo-S così descritta, completa di lineare, preamplificatore, relé e parabola, cavi inclusi, a patto che sia montata con questi kit verrebbe a costare 2,5 milioni, ossia quanto un buon impianto di ricezione TV via-satellite. Quello con il transceiver, come prospettato in apertura, costerebbe circa dieci volte di più.

Presentazione del transverter

A complemento di questa descrizione si raccomanda di leggere anche l'articolo originale su Dubus 3/93. Il transverter (foto 4 e 5) è

estremamente compatto e misura 55 x 148 x 30 mm, cioè quanto un cellulare. E' in tecnologia SMD e quindi vengono usati moderni dispositivi amplificatori monolitici MMIC nonché mixer e GaAsFET di potenza per montaggio superficiale. La modifica dai 2320 MHz di progetto ai 2400 MHz richiede la sostituzione del quarzo (fornito su richiesta con il kit) e di due condensatori sull'oscillatore locale LO. Il resto rimane uguale e, cosa importante, se ben realizzato, funziona sicuramente come da specifiche.

Il montaggio richiede molta pazienza, ma la duplicazione non riserva sorprese e il successo è certo. Le caratteristiche elettriche sono riportate nei diagrammi relativi alla Tabella 1.

Il circuito

Cominciamo con l'oscillatore locale LO (Fig. 1) che, per coprire la banda 2400 - 2402 MHz con una FI da 144 a 146 MHz, impiega un quarzo da 125.33333 MHz che, moltiplicato per 18 fa 2256 MHz.

Allora, $2256 + 144 = 2400$ MHz.

Il quarzo oscilla in 7° overtone in un circuito con FET J-310 a reazione positiva sul source.

Questo oscillatore non è proprio l'ideale in quanto la frequenza del quarzo risente dell'accordo sul drain, ma in compenso è molto semplice e va modificato per farlo oscillare con sicurezza col nuovo quarzo a frequenza più alta di quello originale. Il condensatore da 12 pF va diminuito a 6,8 pF e quello da 68 pF va ridotto a 33 pF.

Il primo BFR93A è un triplicatore ed ha sul collettore un filtro elicoidale F1 che va accordato a 376 MHz.

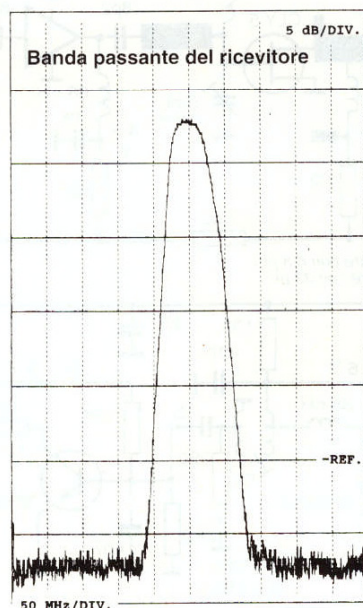
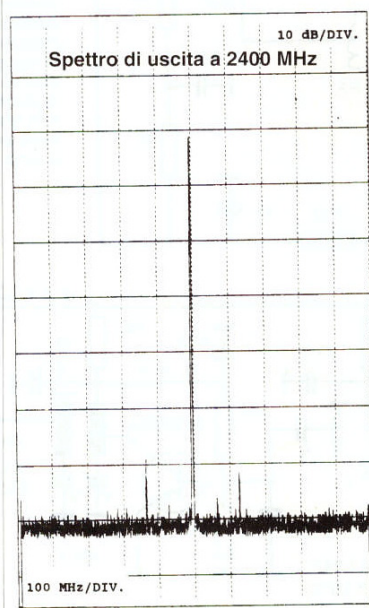


Tabella 1

Frequenza 2400-2402 MHz con
larghezza di banda a 3 dB
minore di 50 MHz

Frequenza
intermedia 144-146 MHz
(potenza massima in
trasmissione = 3 W;
minima = 3 mW)

Cifra di rumore NF Tipica 1,5 dB;
massima 2 dB

Guadagno
del ricevitore 21 dB

Potenza
di uscita 1 W, con punto di
compress. a -1 dB

Reiezione segnali
spuri in uscita Tipica = 50 dB

Reiezione della
frequenza immagine Valore tipico: 40 dB

Foto 1 • Spettro dell'oscillatore locale a 2256 MHz applicato all'ingresso dell'analizzatore dopo attenuazione esterna di 20 dB. Il livello di -13 dBm perciò corrisponde a $-13+20 = +7$ dBm. Il segnale sulla destra, attenuato di 35 dB rispetto al segnale a 2400 MHz sulla Center Frequency, anche se si vede più in alto, è in realtà il segnale a 752 MHz della sesta armonica del quarzo a 125,3333 MHz, in quanto l'analizzatore HP 8555A fino a 18 GHz è usato senza il preselettore. Scan Width = 20 MHz/Div.; Bandwidth = 300 kHz/Div.; Vert-Div = 10 dB.

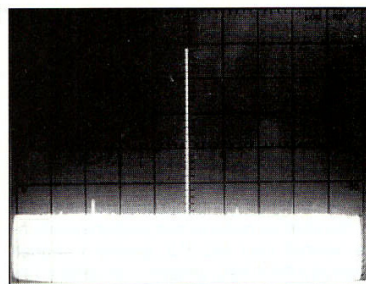
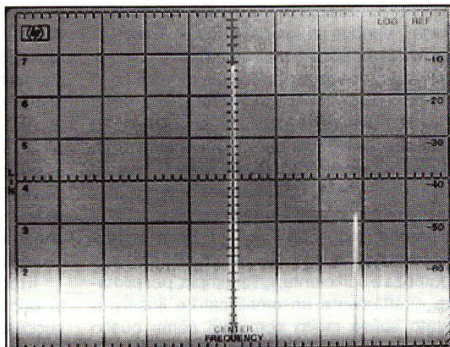
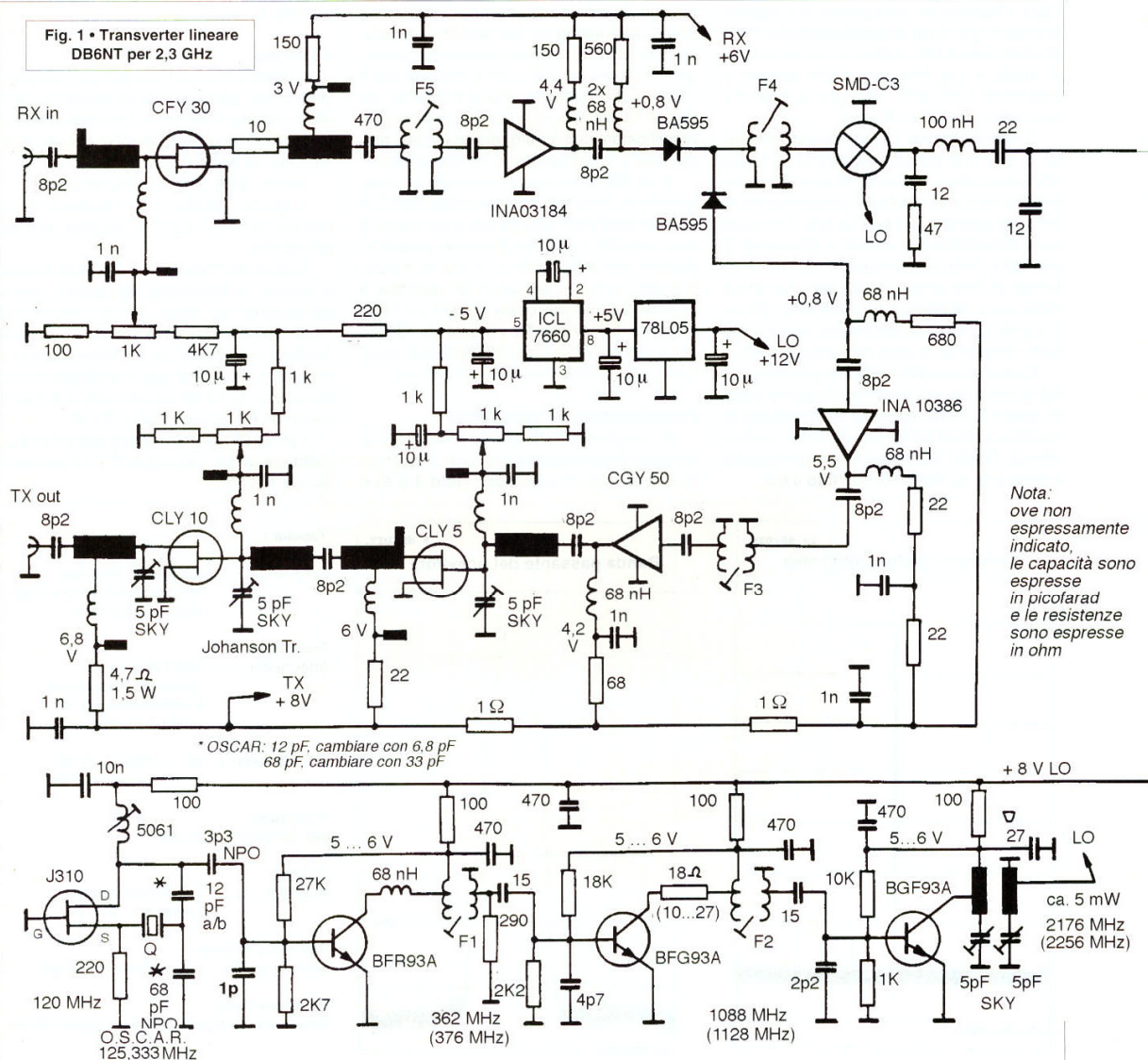


Foto 3 • Spettro di uscita TX a 2400 MHz. Il segnale sulla sinistra è l'immagine a 2112 MHz e risulta attenuato di 43 dB. Altri segnali indesiderati sono sotto i 50 dB rispetto al segnale desiderato. Start = 1900 MHz; Stop = 2900 MHz; Scan width = 100 MHz/Div.; Bandwidth = 300 kHz; Vert-Div = 10 dB.

Fig. 1 • Transverter lineare DB6NT per 2,3 GHz



Il secondo triplicatore è un BFG93A con filtro elicoidale Toko accordato a 1128 MHz.

Il BFG93A finale è un duplicatore a 2256 MHz con filtro in microstripline, accordabile a 2256 MHz mediante due compensatori da 5 pF.

Quindi $125,3333 \times 3 \times 3 \times 2 = 2256$ MHz.

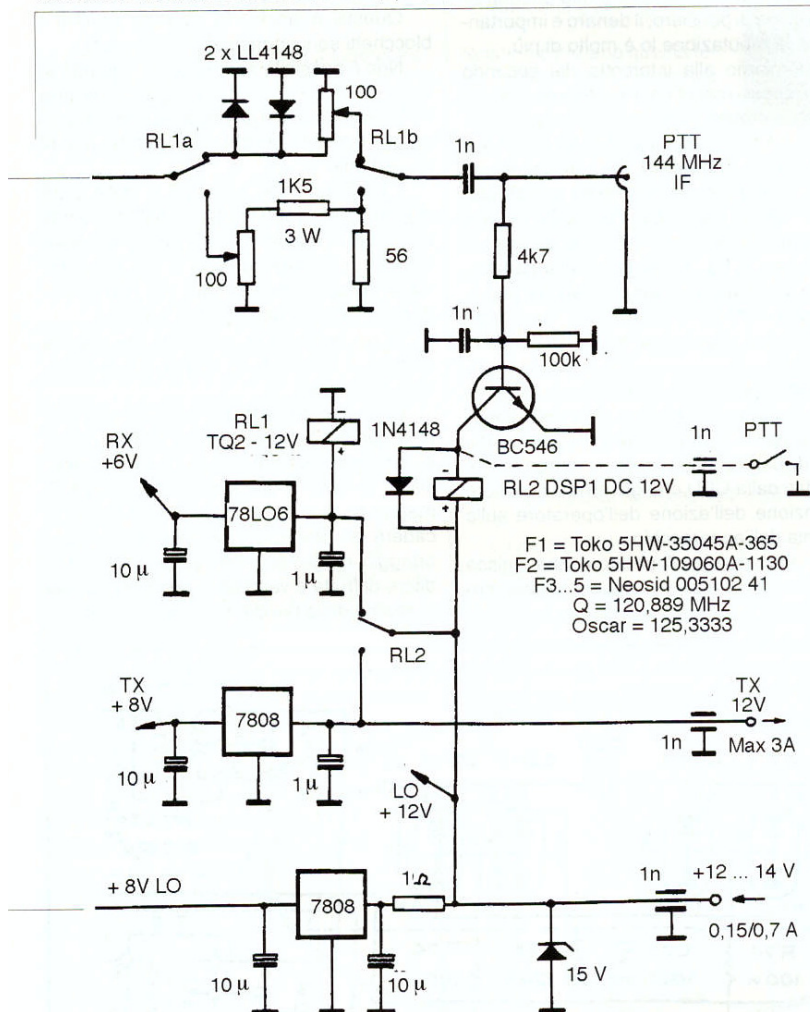
Data la elevata frequenza del quarzo e l'ottimo filtraggio, il segnale di uscita (foto 1) ha un contenuto armonico molto basso ed un livello di +7 dBm (5 mW) e viene applicato al mixer doppio bilanciato a diodi SMD-C3 della Synergy che è comune al TX e RX.

L'uscita IF a 144 - 146 MHz del mixer viene terminata su un diplexer il cui compito è quello di far passare il segnale a 144 MHz via il circuito risonante serie formato da 0,1 μ H,

e 22 pF e terminare dissipando su 50 Ω resistivi tutti i segnali indesiderati al disopra dei 144 MHz via il condensatore da 12 pF con la sua induttanza in serie.

I due filtri passa-basso e passa-alto del diplexer terminano la porta IF del mixer su 50 Ω ottenendosi così bassa intermodulazione. Il diplexer funziona sia in uscita 144 MHz (RX) che in entrata 144 MHz (TX).

In trasmissione l'eccitazione a 144 MHz viene mescolata nel mixer col segnale di oscillatore locale Lo a 2256 MHz e si ottengono due uscite. Quella desiderata è somma di $2256 + 144 = 2400$ MHz. Quella non desiderata (immagine) è la differenza e cioè $2256 - 144 = 2112$ MHz.



Schema elettrico del transverter di DB6NT

Per 2400-2402 MHz il quarzo deve essere da 125,3333 MHz 7° overtone. I condensatori sull'oscillatore con J-310 devono essere sostituiti. Il valore di 12 pF diventerà 6,8 pF mentre quello da 68 pF diventerà 33 pF. Il coefficiente di temperatura TC di 6,8 pF deve essere scelto per tenere stabile la frequenza del quarzo al variare della temperatura (il transverter si monta all'esterno); provare inizialmente con NPO.

L'uscita voluta del mixer a 2400 MHz viene filtrata da un filtro elicoidale (F4) Neosid accordato a 2400 MHz. La frequenza immagine a 2112 MHz viene così attenuata al punto che col contributo dei filtri negli stadi successivi la reiezione alla frequenza immagine in uscita TX è di ben 43 dB (foto 3).

Il filtro F4 a 2400 MHz funziona nei due sensi ed il segnale può essere instradato da RX a mixer o da mixer a TX mediante due diodi pin BA595. In trasmissione il segnale va verso la sezione TX senza poter passare a quella RX. In ricezione viceversa, il segnale a 2400 MHz passa attraverso F4 e va al mixer senza poter passare alla sezione TX.

Il primo amplificatore lineare del TX è un MMIC INA-10386 con l'uscita accordata a 2400 MHz mediante F3.

Il secondo stadio è un amplificatore monolitico a GaAsFET MMIC CGY50 con uscita accordata su stripline mediante compensatore da 5 pF (SKY verde). Il pilota è un FET di potenza CLY5. Il FET finale, un CLY10, eroga linearmente fino a circa 2 W. Entrambi gli stadi sono stripline accordabili a 2400 MHz mediante compensatori da 5 pF (SRY verde).

Il transverter è previsto per pilotare un lineare da 10 W, come ad esempio quello della Modulteknik tedesca, che usando un solo GaAsFET di potenza Mitsubishi MGF-0907 e pilotato con 1,5 W eroga la massima uscita. Un altro amplificatore adatto al Phase-3D è il GASP10 da 10 W della SSB Electronic.

Per alimentare detto amplificatore il relé RL2 commuta verso l'esterno del transverter (TX -12 V) l'alimentazione a 12 V con un massimo di 3 A.

La sezione del ricevitore è costituita da uno stadio di ingresso a RF con GaAsFET CFY30, la cui rete di ingresso (8,2 pF + stripline) è stata calcolata per la NF più bassa. Segue un filtro elicoidale Neosid a 2400 MHz ed un secondo stadio a RF con amplificatore monolitico MMIC INA-03184. In ricezione una tensione di 0,8 V polarizza il diodo pin BA 595 che diventa conduttore e lascia passare verso il filtro F4 e il mixer SMD-C3 il segnale a 2400 MHz. Il secondo diodo pin BA 595, verso il TX è interdetto e così isola RX da TX.

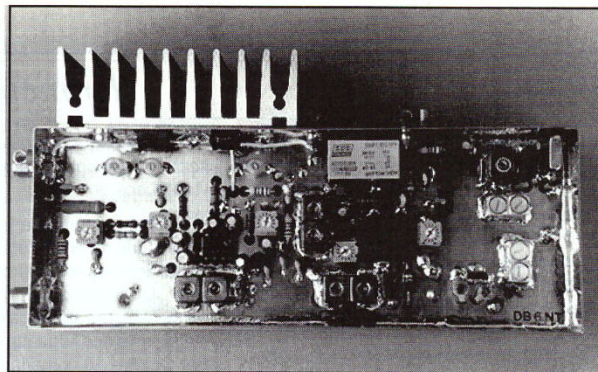
Anche nel ricevitore i due filtri elicoidali Neosid F4 e F5 forniscono elevata selettività, tanto da attenuare di oltre 30 dB il rumore alla frequenza immagine di $2256 - 144 = 2112$ MHz che, se giungesse al mixer allo stesso livello del segnale voluto a 2400 MHz, degraderebbe di 3 dB la cifra di rumore NF del transverter (4,5 dB anziché 1,5 dB).

La NF, misurata con il Panfi di DJ9BV e per paragone, con un preamplificatore commerciale DX-2320 della SSB Electronic è risultata di 1,5 dB come da specifiche.

Nella prossima puntata parleremo della costruzione e taratura.

Continua.1

Transverter a 2400 MHz per Phase 3-D



In preparazione di Phase-3D, Radio Rivista n° 5 / 95 riporta la prima parte della descrizione teorica di funzionamento di questo transverter e lo schema elettrico relativo. Questa seconda ed ultima parte descrive invece come assemblare e mettere a punto il transverter.

Anche se si tratta di un kit, la trattazione procede in modo elementare descrivendo dettagli tecnici noti ai più esperti, ma sconosciuti a quelli che si vogliono avvicinare all'autocostruzione di apparecchiature a RF di un certo impegno su frequenze SHF. E' proprio per stimolare queste tecniche, che si vanno perdendo con l'acquisto del "ready to work", che mi scuso per la pedanteria coi più bravi, ma anche oggi l'OM, come ieri, per essere tale deve imparare a sperimentare partendo dal come si adopera un saldatore.

RR 5/95 riporta anche gli aspetti legislativi relativi alle assegnazioni e concessioni della banda 2300-2450 MHz in Italia, cosa di cui è opportuno farsi cultura per non incorrere nell'uso improprio di frequenze concesse e non ai radioamatori italiani.

Costruzione e messa a punto

Per non confondersi, è bene fare una fotocopia ingrandita dello schema riportato in Radio Rivista 5/95, dei piani di montaggio (figg. 2 e 3) e ripassare con una matita rossa tutti i collegamenti e componentistica via via montati e saldati, rispettando la seguente procedura passo per passo.

1) Appuntare con stagno i due lembi interni della scatola, appoggiandoli nell'interno di uno dei coperchi e ciò per ottenere il parallelismo e la forma precisa. Saldare poi completamente i lembi usando poco stagno.

2) Rifilare i lati del PCB affinché entri nella scatola con poca forza. Siccome l'Ultralam-2000 è molto morbido e duttile, ricoprire con carta le ganasce della morsa usando poca pressione ed usare una lima piatta, nuova.

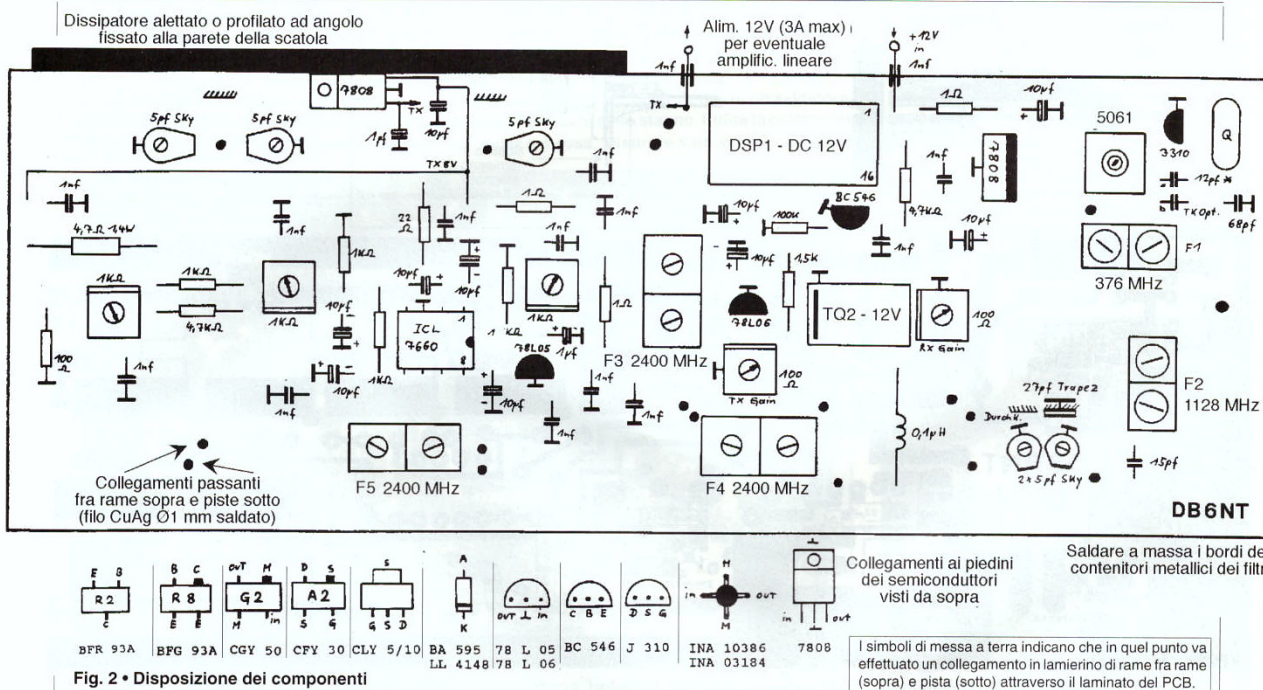
3) Posizionare il PCB in modo che la faccia componenti (tutto rame) disti 16 mm dal bordo della scatola e che il lato piste (componenti SMD) ne disti 11 mm.

Foto 3 • Disposizione dei componenti. Si noti che i contenitori di tutti i filtri Toko e Neosid sono saldati alla massa di rame in quanto i terminali degli avvolgimenti destinati a massa sono collegati alle carcasse internamente ai filtri stessi. Prima delle prove, porre i potenziometri di bias sui gate per la massima tensione negativa ed i compensatori da 5 pF con i rotor tutti aperti. Ciò aiuta a non danneggiare i GaAsFETCGY5 e 10.

4) Con un pennarello segnare all'esterno della scatola i punti di foratura dei connettori SMD per RX, TX, FI, dei passanti e del dissipatore facendo riferimento alle piste sul PCB.

5) Montare i connettori SMA per TX, RX, FI. Per la FI a 144 MHz non usare il connettore fornito SMC bensì uno SMA. Avvitare i connettori con viti di ottone da 2,5 mm filettando la scatola fino al secondo maschio. Non usare dadi, ma saldare le viti nell'interno.

6) Con sottile punteruolo marcare delicatamente il centro di tutti gli occhielli e punti da forare sul lato piste del PCB secondo fig.3. A differenza della vetronite l'Ultralam-2000 è



molto morbido e bisogna battere piano per non ribordare il teflon. Forare tutti gli occhielli con punta da 0,8 mm (non usare quella da 1 mm). Lavorare con un trapanino a bassissima velocità per PCB o modellistica (trapano Minicraft a 5 V cc). Per evitare di sbavare il rame ed il teflon, esercitare la minima pressione possibile, appoggiando il PCB su un fondo duro di truciolo. Controllare i fori sotto la lente e togliere le sbavature, passandoci l'unghia del pollice fino a spianarle. Ripulire i fori con un ago da cucito (non spillo).

7) Posizionare il PCB orizzontalmente nella scatola, appoggiandolo in corrispondenza degli spilli dei connettori. Fare quattro appuntature a stagno fra la superficie del PCB e le pareti della scatola e dopo il centraggio finale saldare in continuità tutti i bordi sopra e sotto il PCB. Usare poco stagno a bassa temperatura di fusione e saldatore da

150 W con punta adatta. Ripulire PCB e scatola dalla colofonia usando ovatta imbevuta di acetone.

8) Col seghetto da traforo effettuare sul PCB i due tagli in corrispondenza dei lati freddi delle linee del filtro di uscita LO a 2256 MHz. Un taglio per la massa ed uno per il condensatore trapezoidale da 27 pF. Praticare i tagli per le due linguette di massa dei source per CLY5 e 10 come indicato in **figg. 2 e 3**.

9) Saldare con filo di rame argentato da 1 mm tutti (assolutamente tutti) i chiodini fatti in corrispondenza dei punti segnati in nero di **fig. 3**. Alcuni servono per collegare i source dei GaAsFET sopra e sotto il PCB e massa; altri per realizzare masse altrimenti impossibili.

10) Saldare la linguetta di lamierino di rame, dello spessore di 0,5 mm, fra il lato freddo del secondario del filtro LO a 2256

MHz, nonché le due dei source di CLY5 e 10, come indicato in dettaglio in **fig. 3**.

11) Saldare il condensatore ceramico trapezoidale da 27 pF fra linea del primario filtro LO a 2256 MHz, lato freddo, e la massa. Scaldare lentamente la ceramica per evitare che si spezzi.

12) Pulire spesso con batuffoli di ovatta imbevuta di acetone il PCB e le saldature fatte e togliere la colofonia man mano che il montaggio avanza.

13) Seguendo la **fig. 2**, montare solo i componenti sul PCB lato rame, ad eccezione quindi di tutti quelli SMD lato piste, cominciando nell'ordine:

- a) filtri Toko e Neosid
- b) RLI e RL2
- c) i cinque trimmer potenziometrici ripiegando a 90° il terminale da saldare a massa

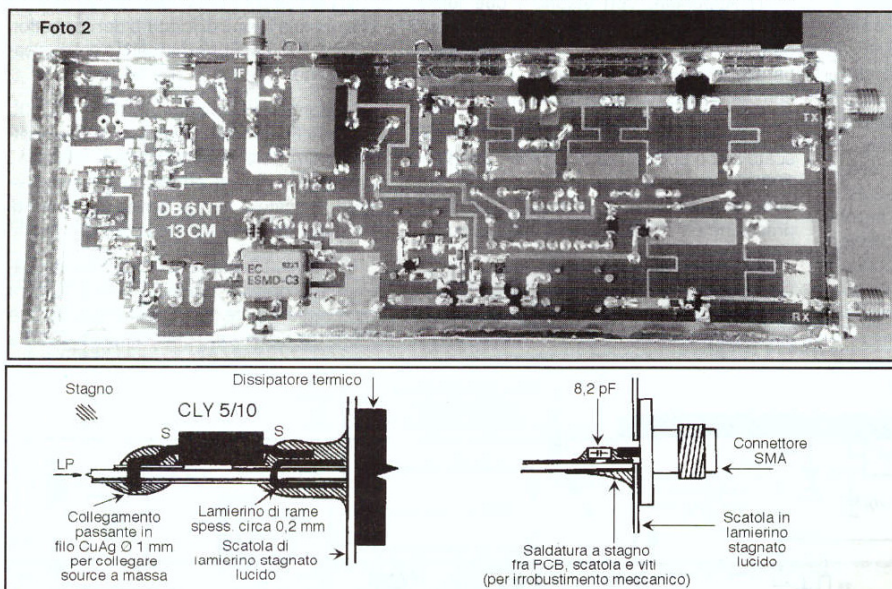


Foto 2 • PCB lato piste componenti SMD. In alto a destra il pilota CLY5 ed il finale CLY10. Si noti la saldatura (con abbondante stagno) del source al lato parete. La parete di destra con i connettori SMA porta in alto l'uscita TX ed in basso l'ingresso RX. All'estrema sinistra tutti i componenti dell'oscillatore LO. Il mixer ESMD-C3 in basso ha una capsula di plastica e deve essere saldato molto velocemente. La grossa resistenza orizzontale è quella da 56 Ω dell'attenuatore d'ingresso.

Nota alle figg. 2 e 3

Per evitare dimenticanze quando il lavoro riprende in tempi successivi, dopo aver montato e saldato ogni componente, si marchi con matita rossa il componente stesso nelle figg. 2 e 3 e sullo schema di **fig. 1**.

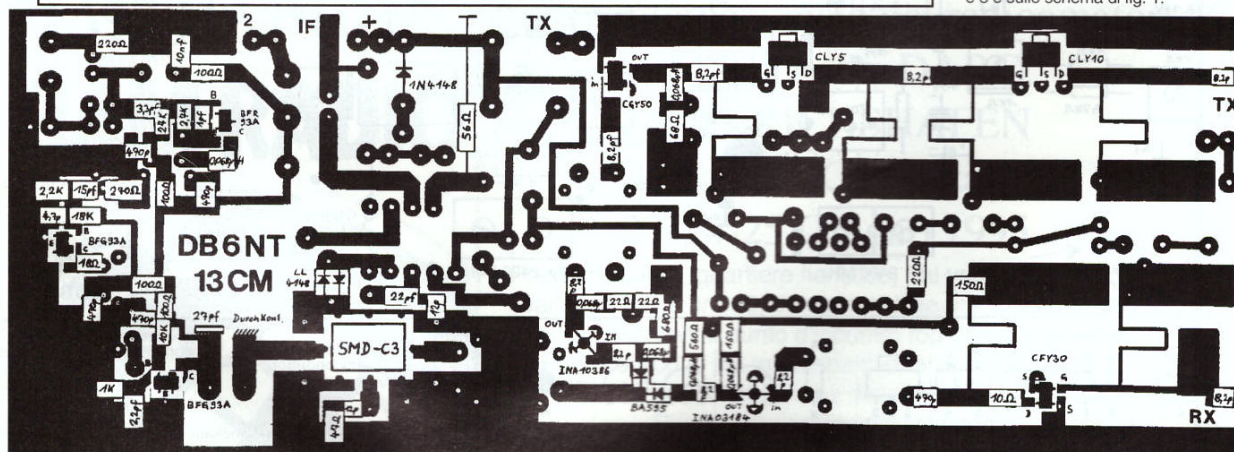


Fig. 3 • Circuito stampato lato piste e componenti SMD (resistori, condensatori, mixer, transistor, MMIC, GaAsFET).

- d) i cinque condensatori da 5 pF verdi (SKY)
- e) i nove condensatori al tantalio da 10 μ F e quello da 1 μ F.
- f) i tredici condensatori ceramici da 1 nF
- g) tutte le resistenze da 0,25 W
- h) i regolatori da 5 - 6 - 8 V e l'inverter 7660
- i) la bobina 5061 Neosid dell'oscillatore, tagliando il pin non usato e le due alette del contenitore, essendo il PCB privo (volutamente) dei fori relativi.

14) Saldare tutto intorno, e rapidamente, sul rame del PCB i bordi dei contenitori dei filtri, usando poco stagno per evitare cortocircuiti interni dei terminali. Saldare un lato alla volta, lasciando raffreddare. Saldare il lato successivo e così via.

15) Il terminale centrale del regolatore 7808 del TX deve essere saldato alla parete della scatola. La linguetta forata va avvitata al dissipatore. Come dissipatore, non fornito nel kit, ho tagliato ed adattato quello della ESCO Cat. 409051 ma è meglio usare un pezzo del più grosso 409151, dovendosi ottenere una resistenza termica inferiore a 1,5 K/W (kelvin per watt).

Inizio delle prove sulle alimentazioni

1) Alimentare a $12 \pm 13,8$ V e controllare tutte le tensioni positive all'uscita dei regolatori e quella negativa dell'inverter 7660 fino ai punti di utilizzazione sul lato piste. Ciò sia per LO che RX. Mettere a massa il collettore del BC 546 (PTT) e misurare le tensioni sul TX. Studiare bene il circuito ed il PCB, familiarizzandosi fra componenti sopra e piste sotto.

2) Saldare il FET J-310 ed il BC546. Montare e saldare i terminali del quarzo, collegando il contenitore a massa senza saldarlo, ma mediante una linguetta flessibile di finger-stock saldata alla parete della scatola. Troppo calore cambia la frequenza di questo quarzo.

3) Seguendo attentamente la **fig. 3** e le fotografie 1 - 2 - 3 - 4 posizionare e saldare tutti i componenti SMD relativi all'oscillatore locale. Tutte le resistenze ed i condensatori vanno misurati prima e, ove possibile, dopo la saldatura. Ottimo il Digital Meter Zetamat-II (ADB). Usare un saldatore a 12 V, 25 W a punta sottile pulita spesso nella colofonia (pece greca) e lavorare sotto una grossa lente da banco con pantografo, della RIMA (Mod. 188 Marcucci).

4) Saldare tutti i transistor dell'oscillatore: N° 1 BFR93A e N° 2 BFG93A (sono estremamente piccoli). Ripulire tutte le saldature con ovatta imbevuta di acetone. Controllare con la lente eventuali corti fra le piste.

Regolazione LO

1) Alimentare a 12 V e controllare se c'è tensione sul drain J-310 e sui collettori BFR93A e BFG93A. Verificare se il quarzo oscilla a 125.3333 MHz, accoppiando tramite un condensatore da 1 pF la base del BFR93A ad un frequenzimetro o grid-dip meter o analizzatore di spettro o un ricevitore; va bene anche un diodo al germanio. Regolare il nucleo di 5061 fin quando si innesca l'oscillazione del quarzo; regolare il nucleo per 125.3333 MHz. Se il quarzo non dovesse oscillare, cortocircuitare i suoi pie-

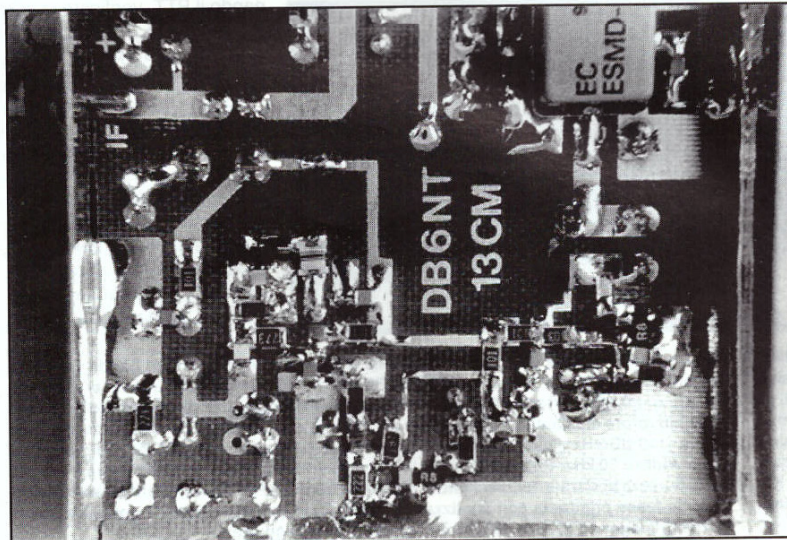
dini. Il J-310 funziona ora da oscillatore libero e ruotando il nucleo di 5061 si deve coprire la banda da 90 a 135 MHz circa, intorno alla frequenza del quarzo. Se il J-310 non oscilla c'è un componente difettoso e quello più probabile è il condensatore da 10 nF sul lato freddo della 5061 che si è aperto. Quando tutto va bene, togliere il ponticello di corto al quarzo e regolare il nucleo di 5061 fino a quando l'oscillatore innesca con sicurezza anche dando e togliendo alimentazione. La tensione al collettore del primo triplicatore BFR93A (376 MHz) scende a circa 5 V.

2) Regolare i due nuclei di F1 (376 MHz) finché la tensione misurata sul collettore del secondo triplicatore BFG93A scende al minimo valore (circa 5 V), come indicato nello schema di **fig. 1** (RR. 5/95, pagg. 24-25).

3) Saldare un cavetto di RG-58CU lungo circa 20 cm fra l'uscita LO e massa. Questa uscita è l'ingresso LO del mixer che ancora non è stato saldato. Collegare il cavetto a un bolometro (SSB Electronic Mod. TPM-4) su portata 10 mW f.s. Regolare tutto dentro il nucleo del secondario di F2 ed al minimo di capacità (aperti) i due compensatori da 5 pF sul filtro di uscita.

Alimentare a 12 V e, usando un cacciavite isolante di vetronite, tarare i due compensatori da 5pF per la massima uscita a 2256 MHz alla quale risulteranno quasi aperti. Con cacciavite a lama isolata ottimizzare i nuclei di F2 e poi di F1 per la massima uscita. Per tarare questi filtri usare un cacciavite di plastica dura perché le lame metalliche possono sgretolare i nuclei dei filtri. Dopo accurati ritocchi la potenza di uscita sarà 5 mW (+7 dBm).

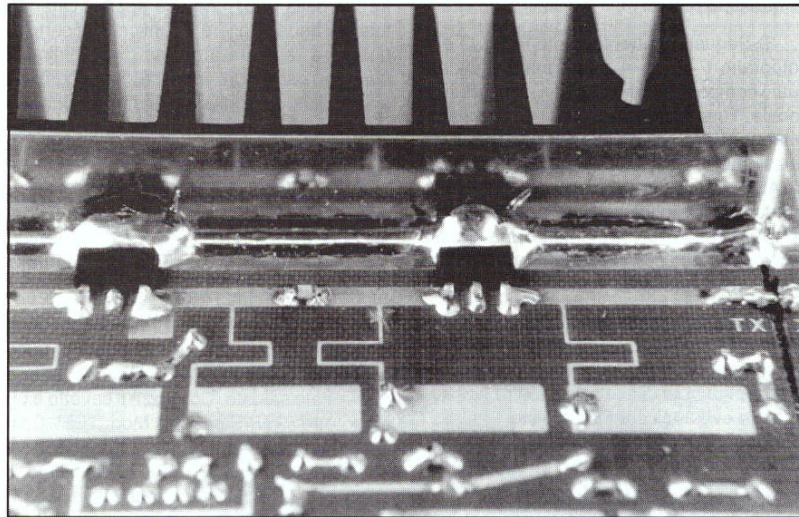
Foto 1 • Dettaglio di montaggio componenti SMD relativi all'oscillatore locale LO. La sezione oscillatore è la più complessa, data l'estrema compattezza dei componenti disposti secondo il piano di montaggio di **fig. 3**. Usare un saldatore da 25 W - 12 V, a punta tonda. Controllare con una lente da ingrandimento eventuali corto-circuiti dovuti a trabocchi dello stagno. Pulire la colofonia eccedente con ovatta imbevuta di acetone. Durante le misure mettere sempre il puntale negativo del tester a massa. Misurare solo senza avere saldato transistor o GaAsFET.



Da notare al centro della foto più piccola le due linee del circuito risonante di uscita dell'oscillatore a 2256 MHz. Il lato freddo di quella verso il mixer è collegato a massa tramite un lamierino di rame. L'altra, il primario, ha il lato freddo saldato sul condensatore trapezoidale da 27 pF, un'armatura alla linea e l'altra a massa.



Foto 4 • Particolare di montaggio TX e saldatura del driver CLY5 e del finale CLY10. Da notare le saldature dei source collegati a due elettrodi diversi. La linguetta centrale è saldata a massa attraverso un contatto passante attraverso il PCB realizzato con filo di rame argentato del diametro di 1 mm. La linguetta grossa di source è collegata a massa sia sul rame sopra ed alla scatola, ma anche al rame sotto mediante una linguella di rame infilata in una fessura passante come riportato in fig. 3. Ciò allo scopo di ridurre l'induttanza di source. Notare la saldatura con abbondante stagno fatta con il dissipatore smontato dalla parete.



Chi non avesse il bolometro non si scoraggi. Terminare il cavetto RG58 su un connettore BNC femmina da pannello. Collegare una resistenza chip da 50 Ω fra pin centrale e flangia. Saldare un condensatore passante da 1000 pF in un buco della flangia. Saldare un diodo al germanio fra il pin centrale del connettore e il centrale del passante. Con 7,5 mW si leggeranno circa 0,8 V DC ai capi del condensatore. Usare un voltmetro elettronico. La misura della potenza non è indispensabile perché il BFG93A finale lavora saturato e più di tanto (0,5 mW) non esce.

Chi dispone di analizzatore di spettro può vedere i segnali accoppiandosi via 1 pF ai

collettori dei vari stadi attenuando l'ingresso con 30 dB (foto 5 e 6).

4) Montare il mixer SMD-C3 saldando rapidamente i tre terminali e tutti i punti di massa indicati intorno alla sua piastrina di vetronite. Nel saldare le masse del mixer usare un saldatore da 100 W e procedere rapidamente con il ferro caldo e pulito, scollegato dalla rete a 220 V.

Montaggio e regolazione RX

1) Collegare insieme scatola, saldatore, pinzette ed il polso dell'operatore a un unico filo, in modo da realizzare un sistema equi-

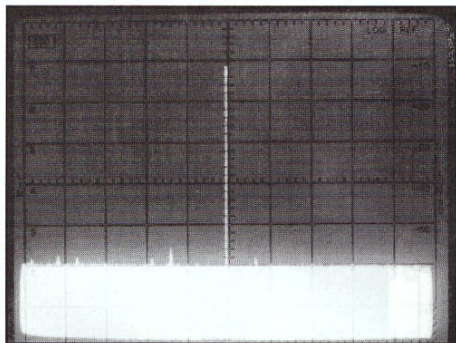


Foto 5 • Spettro del segnale di uscita singolo tono a 2400 MHz. Frequenza centrale 2400 MHz. Il segnale alla sinistra attenuato di 43 dB è l'immagine a 2112 MHz. Tutti gli altri segnali da start 1400 MHz fino a stop 3400 sono attenuati di circa 50 dB. Il segnale di oscillatore locale a 2256 MHz è al livello del rumore, dimostrando così l'elevato isolamento del mixer fra porta LO e porta RF. Scan Width = 200 MHz/Div; Bandwidth = 300 kHz; Vert. Div. 10 dB.

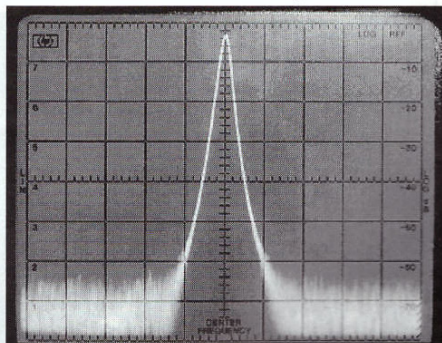


Fig. 6 • Forma d'onda dell'oscillatore locale a 2256 MHz misurata con banda passante dell'analizzatore pari a 10 kHz ($10 \log_{10} 10000 \text{ Hz} = 40 \text{ dB}$). Siccome il segnale si perde nel rumore a -60 dBm, allora $-60 + (-40) = -100 \text{ dBc/Hz}$. Giacché il segnale è stato applicato all'analizzatore mediante un attenuatore da 10 dB esterno, il valore della purezza spettrale sale a -110 dBc/Hz. Questo valore è discreto per un'apparecchiatura da radioamatore. Scan Width = 50 kHz. Bandwidth = 10 kHz; Vert. Div. 10 dB. Nota: questa misura è limitata dalla purezza spettrale dell'oscillatore dell'analizzatore HP8555A e pertanto è solo indicativa. Se fosse effettuata con analizzatore migliore, la purezza spettrale potrebbe quindi risultare maggiore di -110 dBc/Hz e comunque non peggiore.

potenziale, dovendosi saldare dei GaAsFET. Il filo va collegato a un tubo del termosifone (e non dell'acqua). Usare saldatori a 12 V AC con trasformatore a secondario avvolto su rocchetto isolato galvanicamente dal primario. Saldare tutti i resistori, i condensatori SMD e per ultimi i diodi pin BA595, il CFY30 più lo MMIC INA 03184. Regolare per il massimo guadagno il potenziometro da 100 Ω RX Gain (tutto in senso orario). Collegare all'ingresso RX l'antenna o una terminazione da 50 Ω adatta a 2400 MHz. Collegare all'uscita IF del transverter un ricevitore a 145 MHz in SSB. Regolare il potenziometro da 1 k Ω sulla polarizzazione del gate del CFY30 fino a leggere 3 V sul drain. Usando un cacciavite isolante, regolare i filtri F4 e F5 per il massimo rumore, letto su un voltmetro in AC collegato sulla BF del ricevitore in modo SSB, con AGC escluso. Le viti di ottone di F4 e F5 risulteranno introdotte per circa 2 o 3 mm ed in ogni caso non toccheranno il fondo. Il filtro F4, essendo in comune anche al TX, non dovrà essere più ritardato. Ritoccare più volte F4 e F5 per il massimo di uscita con RX su 145 MHz. La NF non è ottimizzabile, dipendendo questa dalla rete di ingresso del CFY30 (8,2 pF più linea) che è stata calcolata per la NF più bassa. Se il vostro GaAsFET ha l'impedenza di ingresso per la più bassa NF rispondente ai parametri S di progetto della rete, si potrà ottenere NF di 1,5 dB tipici o, alla peggio, 2 dB. In questo esemplare la misura col Panfi di DJ9BV ha dato circa 1,5 dB anche spagliuzzando la linea di ingresso con piccoli stub in lamierino di rame con l'intento di abbassarla.

Montaggio del TX

Saldare con tecnica equipotenziale (vedi sopra) tutti i resistori e condensatori SMD della sezione TX, compresi in ultimo gli MMIC INA-10386 e CGY-50. Alimentare, ed azionando il PTT, verificare che le tensioni sulle uscite siano rispettivamente 5,5 e 4,2 V come indicato su schema di fig. 1 di RR 5/95. Togliere alimentazione e posizionare sul PCB il driver CGY-5 ed il finale CGY-10. Prima di saldare questi GaAsFET colare abbondante stagno sul PCB dove verranno le linguette grosse dei source. Smontare il dissipatore (diversamente la saldatura non si ottiene). Saldare con tecnica

del "tutto a terra" i tre terminali di gate, source centrale e drain. Scalda bene un saldatore da 150 W pulendo e rinvivendo a stagno la punta. Staccare dalla rete, appoggiare la punta sullo stagno già predisposto sul PCB in corrispondenza della linguetta grossa di source. Quando lo stagno fonde, colarne altro, premendo la linguetta sul PCB (tutto in due secondi!). Il GaAsFET per troppo tempo danneggiandolo, senza ottenere mai la saldatura perché la quantità di calore assorbito dalla parete della scatola non permetterebbe di raggiungere la temperatura di fusione dello stagno.

Se usassimo un saldatore piccolo, scalderebbe inutilmente il GaAsFET per troppo tempo danneggiandolo, senza ottenere mai la saldatura perché la quantità di calore assorbito dalla parete della scatola non permetterebbe di raggiungere la temperatura di fusione dello stagno.

Taratura del TX

Chiudere l'uscita TX su una terminazione da 50 Ω ed aprire completamente i tre compensatori da 5 pF (SKY). Se questi compensatori sono a metà capacità, il pilota ed il finale possono auto-oscillare ed il CGY-5 si può bruciare. Regolare i due potenziometri di bias del driver e finale in senso antiorario. Alimentare e, usando il PTT esterno, passare in trasmissione. Regolare i due potenziometri di bias in senso orario (la corrente di drain aumenta) fino a leggere 6 V sul drain di CGY5 e 6,8 V sul drain di CGY-10, come indicato nello schema di **fig. 1**. Regolare a metà corsa il potenziometro da 100 Ω sull'attenuatore di ingresso. In senso orario l'attenuatore è tutto incluso e quindi, per aumentare il pilotaggio a 144 MHz, bisogna andare in senso antiorario. Togliere la terminazione da 50 Ω e collegare all'uscita un accoppiatore direzionale con almeno 15 dB di disaccoppiamento, e caricato su 50 Ω . Ottimo il modello 2320/30A della EME usato con bolometro TPM-4 della SSB Electronic dalla DC a 11 GHz. In alternativa, collegare in uscita un attenuatore da 12 o 14 dB 2 W, caricato sul power meter TPM-4 con portata 100 mW f. s. Dare circa 1 W di eccitazione a 145 MHz con portante (FM) e regolare il filtro F3 per la

Transverter 2,3 GHz DB6NT 4/93

Numero	Descrizione	Tipo	Fornitore	Riferimento
1	Transistor	BC 546	TO 92	DIV.
1	"	J 310	TO 92	DIV.
1	"	BFR 93A	SMD	DIV.
2	"	BFG 93A	SMD	DIV.
1	"	CFY 30	SMD	SIEMENS Bürklin 24S2888
1	"	CLY 5	SMD	SIEMENS Nr. Q62702-L92
1	"	CLY 10	SMD	SIEMENS Nr. Q62702-L91
1	"	CGY 50	SMD	SIEMENS Bürklin 24S2935
1	"	INA 10386	SMD	AVANTEK
1	"	INA 03184	SMD	AVANTEK
1	"	ICL 7660	DIL8	DIV.
1	Reg. tensione	78 L 05	TO 92	DIV.
1	"	78 L 06	TO 92	DIV.
2	"	7808	TO 220	DIV.
2	Diodo	BA 595	SMD	SIEMENS
2	"	LL4148	SMD	DIV.
1	"	1N4148	DO 35	DIV.
1	Quarzo	125.3333 MHz	HC 18/U	DIV.
1	Mixer ad anello	SMD-C3	SMD	SYNERGY
3	Filtro ad elica	00510241	2450 MHz	NEOSID
1	"	3HW-35045A-365	MHz	TOKO
1	"	5HW-109060A-1130	MHz	TOKO
1	Bobina	5061		NEOSID
1	Impedenza	1 nH	0207	SIEMENS
6	Impedenza	68 nH	SMD	SIEMENS
1	Relais	DSP 1-DC12V		SDS Bürklin 30G8126
1	Relais	TQ2-12V		SDS Bürklin 30G7556
2	Potenz. tro	100 Ω	25 P	Bürklin 64E7806
3	Potenz. tro	1 K Ω	25 P	Bürklin 64E7812
1	Metallfilm R.	56 Ω	1,4...4,5W	DIV. Bürklin 18E 660
1	"	4,7 Ω	1,4 W	DIV. Bürklin 18E 616
13	Resistenze	DIV.	0207	DIV.
23	Resistenze	DIV. SMD	1206	DIV.
1	Contenitore	55,5x148x30		DIV.
1	Dissip. calore			DIV.
2	Connett. SMA 4 fori			DIV.
1	Connett. SMC stampato			DIV.
5	SKY-Trimmer	5 pF verde		DIV.
1	Trapez C	27 pF tipo piccolo		DIV.
2	Cond. passanti	1 nF		DIV.
9	Elettrol.	10uF/16V 4x7mm		DIV. MIRA Bürklin
1	Elettrol.	1uF/35V 4x7mm		DIV. MIRA Bürklin
13	Condensatori	1 nF	EGPU	DIV.
1	"	68 pF NPO	EGPU	DIV.
1	"	15 pF NPO	EGPU	DIV.
1	"	12 pF ca. N330	EGPU	DIV.

Ogni condensatore SMD = NPO Valvo 1-2, 2-3, 3-4, 7-15-22 pF

9 condensatori 8,2 pF NPO

0805 SMD Div.

2 condensatori 12 pF NPO

0805 SMD Div.

5 condensatori 470 pF NPO

0805 SMD Div.

1 condensatore 10 nF

0805 SMD Div.

1 piastrina di teflon pronto all'uso e argentato Ultralam 2000 0,78 mm Er 2,5

(Dirk Fischer - Neuer Graben, 83 - 44139 Dortmund - Tel. 0049/231/105752)

Kit di montaggio completo: Eisch Electronic - 89079 Ulm

(Tel. 0049/7305/23208 • Fax 0049/7305/23208)

massima uscita. Regolare più volte alternativamente i tre compensatori da 5 pF e F3 ottimizzando l'uscita che risulterà intorno a 700 mW.

Regolare cautamente i due potenziometri di bias di CLY-5 e 10, affinando per il massimo di uscita a RF. Si otterranno 750 - 800 mW. Attenti a non regolare i potenziometri tutti in senso orario perché la corrente aumenterebbe troppo. Fermarsi dove l'uscita non aumenta più. Regolare l'attenuatore di ingresso 145 MHz al massimo (senso orario).

Dare 3 W massimi di eccitazione a 145 MHz (ho usato un FT-290R). Girare in senso

antiorario il potenziometro dell'attenuatore e fermarsi al punto in cui, aumentando ulteriormente il pilotaggio a 145 MHz, l'uscita a 2400 MHz non aumenta più. Eccitazione eccessiva determina solo compressione del guadagno ed aumenta i prodotti di intermodulazione, senza aumentare linearmente l'uscita. Se l'eccitazione disponibile è minore di 3 W, ponticellare la R da 1,5 k Ω dell'attenuatore e sostituire quella da 56 Ω con una da 100 Ω .

In tal modo la massima uscita a 2400 MHz si otterrà con 3 mW a 145 MHz. La potenza di uscita di 750 mW a 2400 MHz è molto cautelativa e può essere portata a circa 1,5 W senza pericolo. Per fare ciò, sostituire la resistenza da 4,7 Ω sul drain di CGY-10 con una antiinduttiva a carbone o film metallico da 1,5 Ω 1,5 W.

Se non fosse disponibile, aggiungere in parallelo alla esistente due resistenze antiinduttive da 5,7 Ω 0,25 W provando l'incremento dell'uscita con una per volta. Si otterrà una V_D di 7,4 V con 250 mA. Sostituire la resistenza da 22 Ω sul drain di CGY-5 con una antiinduttiva da 15 Ω 0,25 W. Si otterrà una V_D di 6,2 V con 80 mA. Verificare l'ulteriore aumento di uscita.

Se si ottengono 1,5 W, fermarsi; diversamente sostituire la resistenza SMD da 68 Ω sull'alimentazione di MMIC CGY50, prima con 56, e poi con

47 Ω e mai meno, fino ad ottenere circa 1,5 W di uscita.

Il dissipatore scalda parecchio e ci vuole un piccolo ventilatore elicoidale da computer. Le misure di uscita a queste frequenze dipendono dalla precisione di calibrazione degli accoppiatori direzionali, degli attenuatori e dal ROS delle terminazioni. Disponendo di analizzatore di spettro calibrato, le misure sono più attendibili e la taratura è più semplificata, specie se eseguita in modo lineare anziché logaritmico (**foto 4**).

Tutto il lavoro ha richiesto un impegno di almeno 60 ore. Sono disponibile a tarare e misurare eventuali esemplari a 2400 MHz purché mi siano consegnati funzionanti.

Ringrazio infine i colleghi I1TEX, IW1ASJ e DB6NT per i preziosi consigli ricevuti e mi auguro che questa esperienza possa incoraggiare altri a cimentarsi su queste frequenze che vanno raggiunte per lavorare con i prestigiosi transponder del prossimo satellite radioamatoriale Phase-3D.

2. Fine

35

Attenzione

Rispettate il bandplan della IARU e quello nazionale!

Non trasmettete da 29,3 a 29,5 MHz, da 145,8 a 146,0 MHz e da 435 a 436 MHz per non interferire il Servizio d'Amatore via Satellite. I satelliti, anche se voi non li udite, qualcuno sempre li ascolta. Grazie.

Domenico Marini • I8CVS
Via A. De Gasperi, 89 - Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Parte 3ª
RR 5/95 6/95

Stazione up-down Modo-S per Phase 3-D

QUESTO articolo integra la descrizione del transverter per 2400 MHz pubblicata su RR 5 e 6/95 e permette di realizzare un complesso a RF rispondente alle specifiche richieste dall'AMSAT per uplink e downlink a 2400 MHz di Phase 3-D. Un prossimo articolo, dedicato all'antenna e all'illuminatore, completerà la descrizione della stazione terrena, attualmente già in uso su Oscar-13, per quanto riguarda la ricezione del suo transponder Modo-S.

Criteri progettuali

Per utilizzare appieno il Modo-S di Phase 3-D, bisognerà non solo ricevere fra 2400-2402 MHz, come avviene oggi con Oscar-13, ma anche trasmettere su questa banda

con la potenza EIRP specificata a Tab. 2, pag. 46 di RR 3/95 e che ora occorre analizzare attentamente.

Studiando la colonna "2400 MHz", si vede che la temperatura equivalente di rumore TN [K] del ricevitore del traslatore sul satellite è pari a 300 K (kelvin) quando la sua antenna è collegata all'ingresso e guarda verso la Terra con un fascio largo 13°. La soglia di rumore del traslatore, con una larghezza di banda BW = 512 kHz è pari a -147 dBW ed il guadagno della sua antenna è 20 dBi.

Siccome l'attenuazione della tratta Terra-satellite a 50.000 km è 194 dB, vogliamo ora verificare se il nostro segnale uplink SSB, con BW = 2400 Hz, trasmettendo con la potenza isotropica richiesta, pari a 27 dBW, venga traslato all'uscita del transponder con il rapporto specificato S/N = 23 dB.

Questa potenza corrisponde a 500 W applicati all'antenna isotropica, ossia 500 W EIRP, ma se a terra disponiamo di un'antenna con guadagno di 20 dBi (100 volte), allora la nostra potenza effettivamente applicata al suo illuminatore si riduce a 500/100 = 5 W, come risulta dalla tab. 2 di RR 3/95 pag. 46.

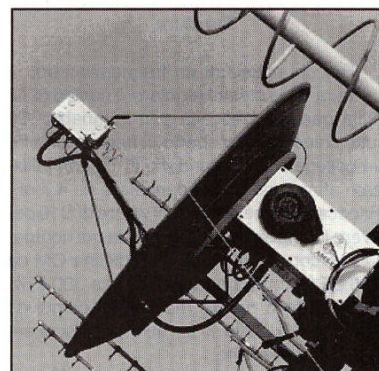


Foto 1 • La scatola stagna del complesso RF a 2400 MHz è montata sul traversone che collega il cestello della parabola al motore di elevazione. La bocca di scarico dell'aria di raffreddamento è visibile sul coperchio anteriore.

I cavi escono dai pressacavi sul fondo. L'uscita del Gaspa-10 va al fuoco nell'illuminatore elicoidale con cavo Cellflex da 1/2".

L'ingresso al postamplificatore proviene dal preamplificatore posto nel fuoco con UT-141.

Nel fuoco è visibile la scatola dell'illuminatore con elica da tre spire sinistrorse e return loss di 20 dB.

Il guadagno della parabola da 120 mm a 2400 MHz = 27 dBi, il rapporto S+N/N con antenna sul Sole è 4 dB e sulla Terra è 3 dB con BW = 500 Hz.

La verifica risulta semplice se consideriamo che la potenza di rumore del transponder, pari a -147 dBW, è tutta linearmente distribuita nella sua banda passante FI larga 512 kHz e che noi, col nostro segnale, dobbiamo superare con un rapporto S/N = 23 dB, solo il rumore contenuto nella banda passante occupata dalla nostra informazione SSB larga appena 2400 Hz.

Siccome la temperatura equivalente di rumore del traslatore è 300 K, allora la sua potenza di rumore riportata all'ingresso e per ogni Hz di banda, vale:

$$P = kTB = 1,38 \times 10^{-23} \times 300 \times 1 = 4,14 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$$

$$10 \log_{10} 4,14 \times 10^{-21} = -204 \text{ dB W/Hz}$$

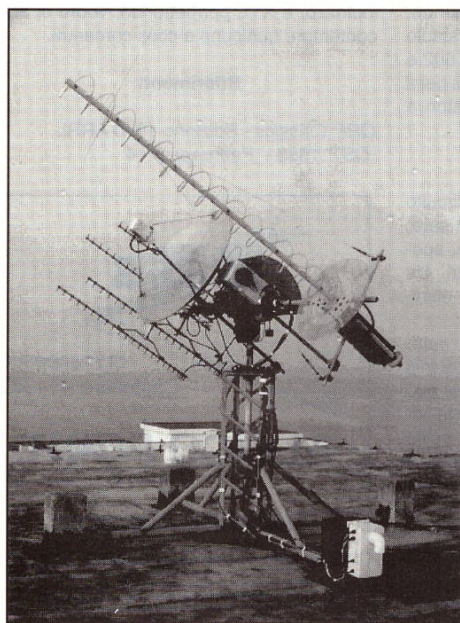


Foto 2 • Antenna per 70 cm, 23 cm e 13 cm per traffico via satellite Oscar-13 e Phase 3-D.

Antenna elicoidale da 15 spire per up-downlink 70 cm, pol. circ. destra. Array di 4 x 23 yagi per 1270 MHz per uplink modo-L. Parabola Ø 120 mm, F/D = 0,45, G = 27 dBi per up-downlink a 2400 MHz pol. circ. destra.

Modi realizzabili: Oscar-13 L e S: Phase 3-D: LO, LS, US, SU.

E' visibile la scatola RF per 2400 MHz sul retro della parabola.

L'alimentatore per 13,8 V modo-S è fissato su uno dei pilastri. Motore di elevazione a flangia tipo EME, autocostituito.

Trasduttori di posizione con selsing.

Bilancio Terra-Satellite

Potenza trasmessa (SSB su BW = 2400 Hz)	+ 7	dBW
Guadagno dell'antenna terrena	+ 20	dBi
Potenza EIRP	+27	dBi = 500 W EIRP
Attenuazione sulla tratta Terra-Satellite (km 50000)	-194	dB
Potenza in arrivo al Satellite su area di cattura isotropica A ($A = \lambda^2 / 4\pi = 0,00124 \text{ m}^2$)	-167	dBW
Guadagno dell'antenna del satellite	+20	dBi (parab. Ø 60 cm)
Potenza applicata all'ingresso del ricevitore del Satellite	-147	dBW
Soglia di rumore del ricevitore del Satellite su BW = 2400 Hz	-170	dBW
Rapporto S/N all'uscita del traslatore su BW = 2400 Hz, SSB	+23	dB

Su 512 kHz di BW il contributo all'aumento della potenza di rumore vale:

$$10 \log_{10} 512000 = 57 \text{ dB}$$

e perciò

$$-204 + 57 = -147 \text{ dBW}$$

come riportato da Tab. 2 di RR 3/95 pag. 46.

Su 2400 Hz di BW del nostro segnale SSB, l'aumento della potenza di rumore vale invece soltanto:

$$10 \log_{10} 2400 = 34 \text{ dB}$$

e quindi:

$$-204 + 34 = -170 \text{ dBW}$$

Allora la differenza fra le potenze di rumore a BW = 512 kHz e quella a 2400 Hz è proprio:

$$-147 - (-170) = 23 \text{ dB}$$

di rapporto S/N ottenibile occupando il transponder con segnale SSB con BW = 2400 Hz.

Verifichiamo ora se la potenza specificata di 5 W applicati alla nostra antenna da 20 dBi è sufficiente ad ottenere un rapporto S/N di 23 dB all'uscita del traslatore come nel conteggio che vediamo a piè della pagina precedente.

Verificato che trasmettendo con 5 W e parabola da G = 20 dBi (di diametro 60 cm), il traslatore è rispondente alle specifiche dell'Amsat e che il rapporto S/N alla sua uscita è 23 dB, il rapporto S/N effettivo con cui riceveremo a terra questo segnale, e di quanti decibel sarà degradato, dopo un'attenuazione Satellite-Terra di altrettanti 194 dB, dipenderà solo dall'efficienza del nostro sistema ricevente.

Come fare per degradare il rapporto S/N a terra il meno possibile?

Lo vedremo alla prossima puntata, quando parleremo della parabola e del suo illuminatore.

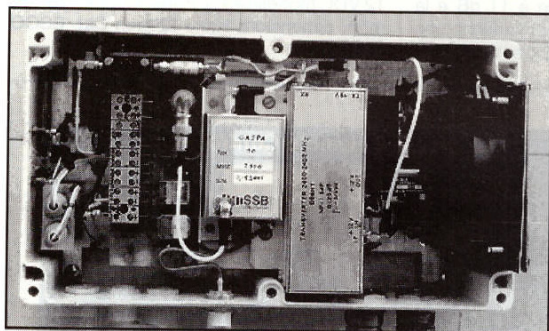
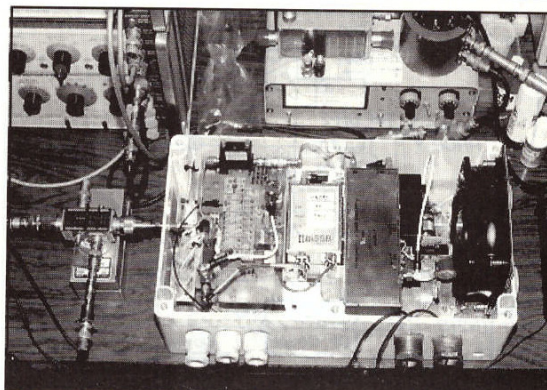


Foto 4 • Disposizione dei moduli del transverter Gaspa-10 sul cui coperchio è stato montato un connettore SMA con la spirale di prelievo RF che va al portadiodi 1N21-D. L'uscita a RF è stata portata in basso su connettore N da parete intestato con UT-141. Tutti i collegamenti dei moduli fra loro e l'esterno sono in cavo semirigido UT-141 o RG-142 e connettori SMA. Da notare le dimensioni minime del filtro interdigitale a 2400 MHz in alto a sinistra fra uscita postamplificatore e ingresso transverter. Il bordo perimetrale della scatola entra nella guarnizione di gomma nel coperchio per la tenuta stagna IP55.

Foto 3 • Complesso per 2400 MHz durante le misure della potenza. Da sinistra il ventilatore, il transverter, il Gaspa-10, i relé ausiliari K4 e K5 per il ritardo e la morsettiera. In alto a sinistra il postamplificatore col filtro interdigitale e l'attenuatore da 2 dB prima del transverter. L'uscita RF di questo prototipo avviene a sinistra, tramite un accoppiatore direzionale da 30 dB. A sinistra all'esterno l'accoppiatore direzionale EME 2320/30A la cui uscita va al bolometro TPM-4, non visibile.



L'allestimento della stazione terrena

E' evidente che la potenza di 1,5 W di RF, fornita dal transverter per 2400 MHz di RR 5-6/95 non è sufficiente e che perciò, a meno di non usare una parabola del diametro minimo di 120 cm (27 dBi), occorre aggiungere un amplificatore lineare da 10 W, anche considerando che è preferibile avere un margine di potenza di almeno 3 dB sull'uplink, calcolato per compensare l'eventuale, possibile aumento della temperatura equivalente di antenna Ta del satellite che, puntata verso la Terra, potrebbe essere molto più alta dei teorici 290 K, come successe per il Modo-L di Oscar-13 a 1270 MHz, dove ci occorre trasmettere con 10 dB di potenza in più del previsto.

La potenza di rumore di tutto il *man-made noise*, prodotto sulla Terra a 2400 MHz è ricevibile dal satellite che, da 50000 km, punta verso il nostro pianeta un'antenna da G = 20 dBi il cui fascio di 13° a -3 dB è completamente riempito dalla Terra da orizzonte a orizzonte. Per quanto riguarda la ricezione, montando il transverter direttamente nel fuoco di una parabola con Ø 60 cm, una NF di 1,5 dB è sufficiente ad ottenere a terra un buon rapporto S/N com'è rilevabile da Tab. 3, pag. 46 di RR 3/95.

La colonna 2400 MHz di questa tabella specifica che usando una parabola del diametro di 60 cm ed una temperatura equivalente di rumore del ricevitore terreno pari a 300 K, con antenna collegata e puntata verso il cielo "freddo" a T = 30 K, si ottiene a terra un rapporto medio S/N ≥ 26 dB.

Una cifra di rumore NF = 1,5 dB corrisponde

a T = 119 K che, sommati alla temperatura di 30 K di antenna a 2400 MHz, fanno 149 K.

Questo valore è la metà del massimo specificato (300 K) per la stazione terrena.

Ciò nonostante non è possibile montare il transverter nel fuoco perché, dovendo montare l'amplificatore lineare sul retro della parabola, occorre che anche il transverter sia montato accanto al lineare.

Si trae vantaggio da questa condizione, per abbassare la NF totale del sistema, montando un preamplificatore da NF = 0,65 dB e G = 13 dB nel fuoco della parabola includendovi anche il relé coassiale RX/TX.

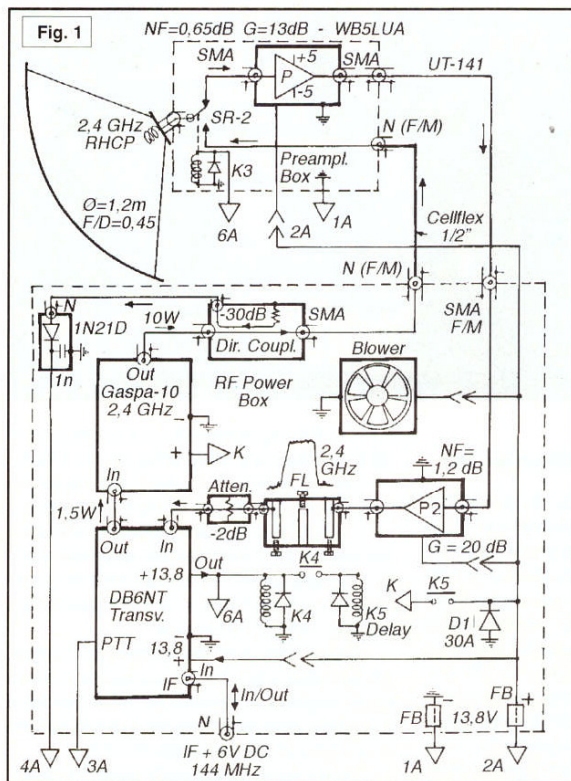
Tutto il resto, postamplificatore, transverter lineare da 10 W, si monteranno sul retro del disco in una scatola stagna protezione IP55 insieme ai circuiti ausiliari (**foto 1 e 2**).

È così possibile minimizzare le perdite in ricezione perché l'illuminatore, nella fattispecie, un'elica di tre spire sinistrorse, è collegato direttamente all'ingresso del preamplificatore. Siccome poi, transverter più lineare sono montati proprio sull'antenna, come si fa da sempre in microonde, è possibile salire e scendere fra antenna e stazione, con segnali FI a 144-146 MHz anziché a 2400-2402 MHz, evitando così una notevolissima attenuazione, anche usando cavi di tutto rispetto come il Cellflex 1/2" o 7/8", specie se lunghi in media 25-30 metri.

La scelta dell'amplificatore finale

Dovendo montare l'amplificatore lineare a bordo dell'antenna, e richiedendosi solo 10 W di uscita, la soluzione a stato solido, piccola, semplice ed a bassa tensione è quella ottimale. Ciò non implica che gli amplificatori a valvole tipo 2C39, 7289 e YD1060 non si possano usare, anzi, avendoli disponibili, ed erogando questi molta potenza in più di quella richiesta, avendo un buon cavo, si possono tenere in stazione.

Il GaAsFET di potenza, oggi popolare, che fornisce 10 W di uscita RF a 2400 MHz lavorando in classe A è un MGF 0907A Mitsubishi che però, acquistato in un solo esemplare è piuttosto costoso (349 marchi).



Il Gaspa-10 della SSB Electronic con MGF 0907A è ottimizzabile da 2300 a 2400 MHz spagliuzzando le linee di entrata e di uscita, ma chi non ha dimestichezza e attrezzature per queste operazioni lo può ordinare già ottimizzato a 2400 MHz su carico fittizio da 50 Ω .

L'amplificatore è dotato di connettori SMA, di un grosso dissipatore ed è molto robusto. L'unico inconveniente è la mancanza di un accoppiatore direzionale di poco conto, che di norma si disegna sul PCB e che serve solo al prelievo della potenza incidente che, rad-drizzata, fornisce una tensione DC per una comoda misura della potenza relativa a distanza.

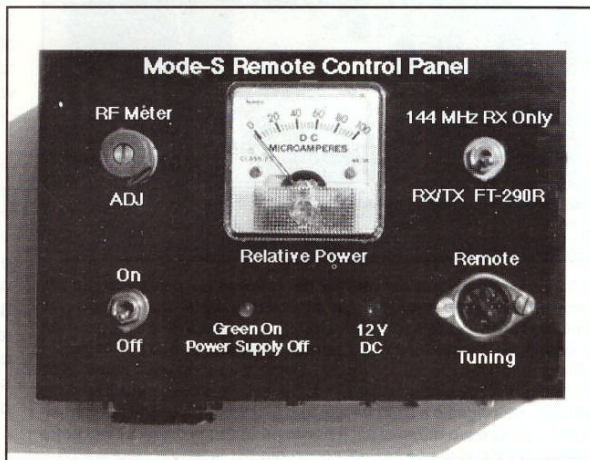
Questa tensione DC viene inviata al morsetto 4A del control-box in stazione (**fig. 2**) e da qui ad un microamperometro da 100 μ A (**foto 5**) per la misura della potenza relativa. Un amplificatore lineare altrettanto valido è un modulo prodotto dalla ditta Modultechnik di DL2AM Philipp Prinz, Riedweg, 2 — D-88299 Leutkirch-Friesenhofen.

Siccome tutti questi moduli, come anche il transverter, montano connettori SMA, è necessario che tutti i collegamenti fra i moduli e con l'esterno della scatola di contenimento si-

Foto 5 • Control-box
in stazione con i
comandi e le misure a
distanza, come da
schema elettrico di
fig. 2. La scatola è
una Teko mod. 333. Il
connettore multiplo in
basso a sinistra, sul
fondo, è il Cod. Esco
1018004 a 9 poli.

Il transverter, l'amplificatore lineare, il ventilatore e il postamplificatore con tutti i circuiti ausiliari di schema **(fig. 1)** sono tutti montati su un telaio di lamiera zincata da 2 mm che poi si fissa con quattro viti al fondo di una scatola stagna in plastica per impianti elettrici industriali, dimensioni di 360 x 200 x 150 mm. Ottime quelle della Klockner Möller, protezione IP55 a prova di manichetta d'acqua. Con questo sistema **(foto 3 e 4)**, in caso di manutenzione, è possibile smontare velocemente tutto il telaio, lasciando in opera, sulla parabola, la scatola ed i cavi.

Per evitare l'ingresso di acqua piovana, tutti i cavi entrano ed escono dalla scatola attraverso pressacavi (**foto 1 e 3**), che oltre ad essere stati stretti, sono stati fasciati con nastro autoagglomerante Scotch 23 della 3M e verniciati a pennello con Scotchkote 3M. Anche il coperchio della scatola è dotato di guarnizione e, siccome tutto è chiuso ermeticamente, occorre smaltire il calore — specie d'estate quando la scatola è soleggiata — mediante un ventilatore elicoidale a 12 VDC modello 4312 Papst Motoren da 160 m³/h, dimensioni 120 x 120mm Cat. ESCO 401014.



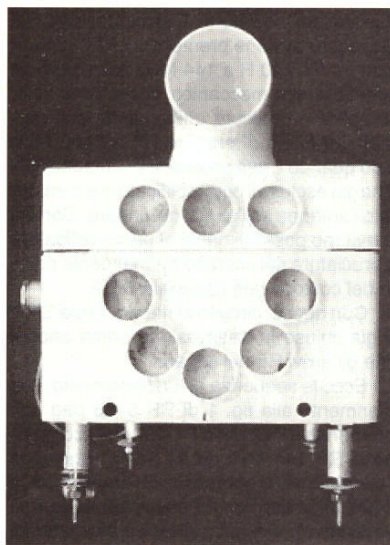


Foto 6 • Scatola stagna dell'alimentatore, sul cui fondo sono visibili gli otto fori di aspirazione Ø 31 mm, protetti da tubetti di plastica (ex custodie di rollini fotografici). È visibile il filtro per la polvere. La bocca di scarico da Ø 80 mm è fissata sul coperchio anteriore. L'aspirazione sulla scatola a RF è identica. Dimensioni 360 x 200 x 150 mm.

La foto 4 mostra la disposizione dei moduli sul telaio già fissato sul fondo della scatola stagna, ma ognuno potrà adottare altri criteri progettuali più congeniali usando anche contenitori diversi, non essendo questa realizzazione una scatola di montaggio o un kit, ma una delle tante possibili soluzioni.

Per consentire l'aspirazione dell'aria fresca, la foratura della scatola e lo scarico all'esterno vanno fatti in modo da evitare l'ingresso di acqua piovana.

L'aspirazione avviene sul fondo, come in foto 6, che però riguarda la scatola dell'alimentatore. Gli otto fori sono in corrispondenza del ventilatore ed ognuno è di Ø 31mm. Per evitare tracimazione di acqua, in ogni foro è stato infilato e incollato un tubo di plastica recuperato dai contenitori di rollini fotografici. I tubi sporgono all'esterno per 5 mm.

Fra gli otto fori e il ventilatore è stato interposto un filtro per la polvere, visibile in

foto 6, fatto di tessuto sintetico dei filtri per cappe di cucine.

La bocca di scarico (foto 1), è fatta con la chiochiola di un ventilatore centrifugo, privato del motore e della girante e tappato sull'aspirazione; tuttavia si può usare meglio, come ho fatto sull'alimentatore (foto 7), un gomito di plastica Ø 80mm per impianti idraulici, infilato e incollato con UHU-Plus in un foro praticato sul coperchio all'estremo opposto al ventilatore.

Sia l'aspirazione che la bocca di scarico (foto 1 e 2) sono state orientate in modo da evitare l'ingresso di pioggia per tutte le posizioni zenitali (0°-90°) assunte dalla parabola, ma è consigliabile tenere sempre un'elevazione di riposo minima di 15° per evitare che il vento porti l'acqua sulle bocche aspiranti e sul filtro.

Sul fondo della scatola si è praticato un foro da Ø 8mm per consentire l'uscita di eventuale acqua e formazione di condensa.

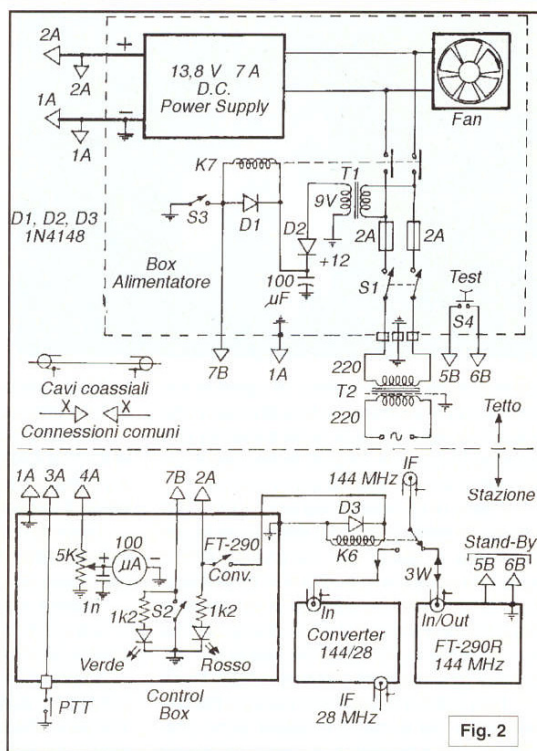
Tutto il complesso è stato montato nel punto più comodo e vicino all'illuminatore, ossia sul traversone che collega il cestello della parabola al motore di elevazione (foto 2).

Alimentazione e misure a distanza

Un complesso RX/TX, montato "remoto" col suo alimentatore, richiede diversi comandi e misure per funzionare in modo stabile e fornire indicazioni all'operatore nella stazione (figg. 1 e 2 - foto 5)

Anche l'alimentatore (foto 7 e 8) è stato alloggiato in una identica scatola stagna, montata al piede dell'antenna e quindi esso non ruota con la parabola (foto 2).

L'alimentatore fornisce 13,8 V DC a 7 A, è di tipo commerciale, Mod K 75 della Alan CTE International, a cui però ho aggiunto per



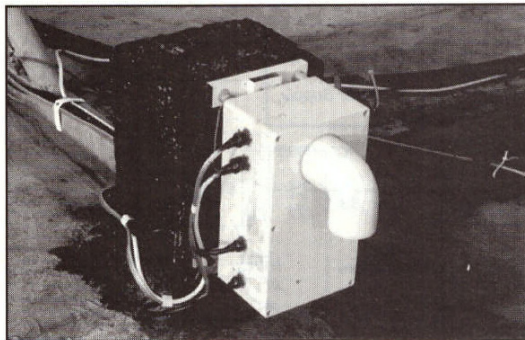


Fig. 7 • L'alimentatore montato in opera. L'aspirazione è sul fondo. E' visibile il gomito da Ø 80 mm per lo scarico dell'aria. I cavi entrano ed escono via pressacavi nastrati con Scotch 23 e verniciati con Scotchkote 3M. Il cavo più alto è la plettina 2 x 6 mm² che porta il 13,8 V DC. Tutti i cavi che viaggiano sul lastrico solare sono sollevati dall'asfalto con tubi di plastica, per evitare invecchiamento e contaminazione del dielettrico.

l'alimentatore, ma è isolato all'estremo nel control-box in stazione, al fine di evitare che si formino delle correnti nello schermo che potrebbero indurre segnali indesiderati nei conduttori interni, specie per le misure.

Il cavo di alimentazione per i 13,8 V DC è lungo 9 metri (misurato dalla scatola alimentatore a quella del complesso RF) e porta una corrente max di 5 A in trasmissione. Per minimizzare cadute di tensione la sua sezione è 6 mm²; si tratta di una plettina ben isolata e molto flessibile, usata per alimentare gli altoparlanti di grossi impianti HI-FI.

Tutti i cavi che entrano e partono dall'alimentatore, per comandi e misure, sono attestati su una morsettiera numerata come da schemi di figg. 1 e 2 (foto 8).

Anche l'alimentatore, essendo stagno ed ermetico, è raffreddato con ventilatore identico a quello della scatola RF, ma a 220 V Cat. Esco 401013 (foto 8).

La foto 7 mostra l'orientamento della bocca di scarico dell'aria calda.

L'aspirazione, essendo sul fondo non è visibile, ma è quella di foto 6. Quando si alimenta il complesso, il ventilatore è sempre in servizio.

Descrizione funzionale

L'alimentatore in fig. 2 viene inserito sulla rete a 220 V tramite S1, contenuto nella scatola stagna ove, salvo quando si fa manutenzione, rimane sempre chiuso (foto 8).

Attraverso i due fusibili da 2A (fig. 2), la rete a 220 V è sempre applicata al trasformatore ausiliario T1 (Visa mod. 01 da 300 mA), il cui secondario a 9 V alimenta il diodo D2, fornendo 12 V DC 300 mA.

Quando, dal control-box di stazione, si chiude S2, il relè K7 a 12 V DC si eccita, chiudendo i suoi due contatti normalmente aperti, che così portano 220 V sia al power-supply del 13,8 V DC che al ventilatore.

Per comodità, questo comando può essere dato anche stando sull'antenna, chiudendo S3, che (foto 8) si trova nella scatola stagna e di norma è tenuto sempre aperto.

In parallelo a S2 c'è un diodo Led verde con una resistenza in serie da 1,2 kΩ in cui,

se S2 è aperto, circola sempre una corrente di 5mA attraverso la bobina a 12 V di K7.

Questa corrente è insufficiente ad eccitare K7 (Cat. ESC0407011), ci vogliono 150mA, ma basta ad accendere il Led. Quando il Led verde è acceso, l'alimentatore è spento.

Quando, chiudendo S2, il Led si spegne, l'alimentatore è in funzione e si accende il Led rosso sul 13,8 V DC (foto 5).

Si evita così di interrompere direttamente la rete a 220 V dalla stazione e di portare un cavo a 220 V per ogni utenza sita sul tetto.

Tramite un trasformatore di isolamento 220/220 di adeguata potenza, la linea a 220 V è bene che sia una sola e che tutti i carichi remoti sul tetto vengano inseriti e disinseriti mediante relè con bobine a bassa tensione, come si usa a norme CEI negli impianti elettrici industriali. Ciò garantisce maggior sicurezza (vedasi anche le norme CEE-22 adottate da ARRL).

Appena la linea a 13,8 V entra nella scatola a RF, sul positivo (+) e sul negativo (-) sono state infilate due grosse perline di ferrite lunghe 30 mm; ciò serve ad attenuare entrata o uscita di RF che attraverso l'alimentatore potrebbe favorire rientri a 2400 MHz, trasmettendo in 70cm o altre bande.

Tutti i moduli sono protetti da eventuali inversioni di polarità mediante un grosso diodo a bullone, posto in parallelo alla linea.

Siccome il 13,8 V alimenta direttamente i moduli, postamplificatore, transverter e da qui il preamplificatore di antenna, la ricezione si ottiene semplicemente chiudendo S2 dal control box in stazione (fig. 2).

L'amplificatore lineare Gaspa-10 viene invece alimentato solo in trasmissione perché il GaAsFET MGF-0907A, lavorando in classe A, assorbirebbe inutilmente 2,4 A anche in ricezione, scaldando e generando rumore bianco in banda 2400 MHz che aumenta la soglia di

rumore del ricevitore. L'alimentazione del Gaspa-10 avviene premendo il PTT dell'eccitatore FT 290 R a 144 MHz attraverso un circuito elettromeccanico di ritardo a relè, semplice e di sicuro affidamento, che permette al finale di erogare RF a 2400 MHz solo quando il relè coassiale di antenna SR-2 ha già escluso il preamplificatore e commutato l'antenna sull'uscita del lineare. Con ciò si evitano possibili danni al preamplificatore e bruciature del contatto normalmente aperto del costoso relè coassiale SR-2.

Con questo circuito di ritardo, il relè SR-2 è già chiuso in trasmissione prima ancora che gli arrivi RF dal lineare.

Ecco la sequenza di funzionamento, con riferimento alla fig. 1 di RR 5-95 pag. 25: premendo il PTT dello FT-290 R, l'eccitazione a RF 144 MHz (max 3 W), raggiunge l'attenuatore di ingresso del transverter a 2400 MHz con sovrapposta nel cavo una tensione di +5 V DC; questa è bloccata dal condensatore da 1nF, ma raggiunge la base dello NPN BC 546 mettendolo in conduzione; il relè RL2 si eccita e manda il 13,8 V all'uscita del transverter denominata "TX 12 V, max 3A"; questa tensione eccita contemporaneamente le due bobine in parallelo del relè coassiale K3 di antenna e di quello ausiliario K4 (fig. 1). Appena K4 è eccitato, il suo contatto normalmente aperto si chiude, eccitando a sua volta la bobina del relè di ritardo K5 il cui contatto, normalmente aperto, impiega circa 50 mS a chiudersi.

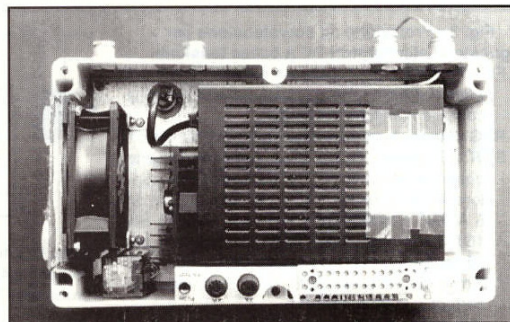
Questo contatto manda la tensione di 13,8 V al Gaspa-10 che eroga RF in antenna quando ormai il preamplificatore è escluso e l'illuminatore è già commutato sull'uscita del lineare da 50mS.

Se una delle bobine di K4 o K5 si dovesse interrompere, il circuito non funziona e si mette in autoprotezione.

Chi non dispone di un eccitatore a 144 MHz che abbia in trasmissione una tensione di comando da 6 -12 V DC sul connettore di uscita, dovrà utilizzare il comando PTT del transverter, mettendo a massa il morsetto 3A sul control-box in stazione quando l'eccitatore va in trasmissione (fig. 2).

Tutte le bobine dei relè a 12V DC sono protette mediante diodi in parallelo dalle sovratensioni dovute ad extracorrenti di aper-

Foto 8 • Interno della scatola alimentatore, con ventilatore e filtro per la polvere, morsettiera, interruttori, fusibili e relè K7, come da schema di fig. 1.



Satelliti

tura. Ciò serve a evitare danni alle stesse bobine e soprattutto ai GaAsFET collegati all'alimentatore comune. Usare diodi 1N4148.

La potenza di uscita (8,5 W) può passare per un accoppiatore direzionale TRM USA Cat. Esco 1018076 e la potenza incidente, disaccoppiata di 30 dB, oppure quella raccolta dalla spira già descritta, viene raddrizzata da un diodo 1N21D. La tensione DC, proporzionale alla potenza di uscita, è inviata al potenziometro da 5k Ω , collegato al morsetto 4A del control-box. Questo potenziometro regola il fondo scala del microamperometro da 100 μ A che misura la potenza relativa ed è l'unico strumento ad indicare all'operatore se tutto va bene (**fig. 2 e foto 5**).

Per facilitare le operazioni di taratura, misure e manutenzione in sito, senza bisogno di un secondo operatore in stazione collegato via radio, basta accendere l'eccitatore FT-290R, metterlo in FM e, saliti sul tetto, è sufficiente premere il pulsante TEST per mandare il sistema in trasmissione (**fig. 2**).

Questo pulsante, con contatto normalmente aperto, è collegato in permanenza al Jack Stand-by dello FT-290 R o di qualunque altro eccitatore il cui contatto esterno di PTT si chiuda a massa in trasmissione; alcuni transceiver mandano il positivo ed altri sia il positivo che la massa. Fare attenzione!

La prossima puntata sarà dedicata all'illuminatore, preamplificatore, postamplificatore e filtro di banda, nonché alle misure per la messa in servizio di tutto il complesso a RF.

3 • Continua

Bibliografia

- 1 «Development of a Portable Mode-S Groundstation» by Ed Krome, KA9LNV • The AMSAT Journal, Volume 6 Nov/Dec 1993 pag. 25.
- 2 «Satellite S Band: How to become QRV on Our Highest Band» by Ed Krome, KA9LNV • The Amsat Journal, Volume 15 N°5 Nov/Dec 1992 pag. 1.
- 3 «Receiving Arsene on S-Band» by Ed Krome, KA9LNV • The Amsat Journal, Vol. 16 Jan/Feb 1993 pag. 30.
- 4 «Mode-S-Tomorrow's Downlink?» by James Miller, G3RUH • The Amsat Journal, Vol. 15 N. 4 Sept/Oct 1992 pag. 14.
- 5 «Mode-S on OSC-R-13» G0MRF • Mode-S Earth Receiver, by OK2AQK, Oscar News 104 Dec 1993.
- 6 «G3RUH S-Mode System» by EA4LE; Oscar News 107 June 1994 pag. 6.
- 7 «An S-Band Beacon Review» by G3RUH; Oscar News 110 Dec 1994.
- 8 «Mode-S Beacon Project» by VK2AS, Oscar News 113 June 1995.
- 9 «AA Low Cost Signal Source for 2.4 GHz» by G0MRF, Oscar News 112 April 1994 pag. 4.
- 10 «Mode-S Tomorrow's Downlink?» by James Miller G3RUH, Oscar News 97 Oct 1994.
- 11 «13 cm Linear Transverter» by Michael Kuhne, DB6NT, Dubus 3/1993 Pag.10-19.
- 12 «13 cm Power Amplifier» by DK2DB, Dubus 2/94 pag.22
- 13 «The ARRL UHF/Microwave Project Manual, ARRL • Order N° 4491 (20 dollari).
- 14 «Microwave Handbook» Volume 3 Edited by M.W. Dixon G3PRF • ARRL Cat. N°3975.
- 15 «RSGB VHF/UHF Manual» ARRL R 630
- 16 «The ARRL UHF/Microwave Experimenter's Manual» ARRL Cat. N° 3126
- 17 «The Microwave Links of P3D» by Dr. Karl Meinzer, DJ4ZC • The Amsat Journal Vol.17 N°3, page 25.
- 18 «S-Band Reception Building the DEM Converter and Preamp. Kits» by Ed Krome, KA9LNV, The Amsat Journal, Vol. 16 N°2 March April 1993.