

## Stazione Up-Down Modo-S per Phase 3-D

**V**IENE trattata la ricezione del downlink a 2400 MHz di Phase-3D dal punto di vista teorico. La descrizione dell'illuminatore a polarizzazione circolare della parabola, come riportato sullo schema elettrico di fig. 1 di RR 11/95 [1], ha lo scopo di aiutare il principiante a costruire un'antenna che tutti usano con successo. Il sistema si presta bene anche alla ricezione del downlink a 2400.711 - 2400.747 MHz, Modo-S di Oscar-13, e quindi se ne può verificare subito l'efficienza in ricezione, in preparazione di quello che sarà il downlink più interessante di Phase-3D, il cui lancio è previsto a dicembre 1996.

### Criteri progettuali

La **tabella 3** di pag. 46 in RR 3/95 [1] specifica che a 2400 MHz il satellite P-3D, per essere ricevuto a terra con buon rapporto S/N deve trasmettere con una potenza totale, dovuta alla somma di tutti gli utenti, pari a +40 dBW<sub>pep</sub>, ossia la potenza che ci vorrebbe se fosse irradiata da un'antenna isotropica alimentata con  $10^{40/10} = 10.000$  W pep.

Siccome il satellite, com'è rilevabile dalla colonna 2400 MHz di **tabella 2** in RR 3/95 [1] trasmette con un'antenna da  $G = 20$  dBi, pari a  $10^{20/10} = 100$  volte in potenza, si calcola subito che la potenza massima pep effettivamente erogata dal traslatore è  $10.000/100 = 100$  W pep.

Una bella potenza davvero, se paragonata a quella di  $1,26$  W = +31 dBm del transponder Modo-S di Oscar-13 che, nonostante sia QRP, trasmettendo con un'antenna elicoidale da cinque spire RHCP da  $G = 10$  dBi, consente ottimi QSO con un rapporto medio S+N/N = 12 dB per almeno cinque utenti contemporanei.

Ciò è quanto si riceve da AO-13 usando a terra una parabola da  $\varnothing = 1,2$  metri con RHCP e un RX con temperatura equivalente di rumore totale  $T_{sis} = 300$  K (kelvin).

Per comprendere il concetto di  $T_{sis} =$  *Temperatura del Sistema*, si consulti l'articolo di I4BER in [2].

La stessa **tabella 3** in [1] specifica che, usando a terra una parabola da  $\varnothing = 60$  cm con  $G = 20$  dBi a 2400 MHz ed un sistema ricevente con  $T_{sis} = 300$  K, è possibile ricevere dal satellite un segnale con rapporto S/N = 0 dB (cioè il segnale è uguale al rumore) che corrisponde ad un rapporto S+N/N = 3 dB, e ciò se il satellite irradiasse isotropicamente una potenza pari a +4 dBW<sub>pep</sub>. Questa potenza equivale a  $10^{4/10} = 2,51$  W pep applicati ad antenna isotropica.

Siccome in realtà l'antenna del satellite guadagna 20 dBi = 100 volte, la potenza eirp effettivamente irradiata per ogni utente tipico

equivale a  $2,51 \times 100 = 251$  W pep, pari a +24 dBW<sub>i</sub> e così questo segnale che impegna solo 2,51 W del transponder sarà ricevuto a terra molto forte e con un rapporto S/N = 20 dB al picco in SSB.

Ovviamente il nostro RX deve avere, come specificato in tabella 3 in [1], un PN (Power Noise), o "Noise Floor", pari a -170 dBW con una larghezza di banda  $BW = 2400$  Hz.

Ne consegue che, essendo la potenza totale pep erogabile dal transponder pari a 100 W pep, e quella impegnata per un tipico utente 2,51 W pep, il transponder può traslare contemporaneamente  $100/2,51 = 40$  stazioni, tutte ricevibili in SSB con un rapporto S/N = 20 dB al picco, come riportato nella tabella riportata più avanti.

Siccome poi quaranta utenti non possono essere probabilisticamente tutti al picco nello stesso istante, anche perché il contenuto energetico delle vocali è assai maggiore di quello delle consonanti, da studi statistici ne risulta che, a parità di utenti (40), ognuno di questi potrà estrarre una potenza di picco maggiore di 2,51 W e che in pratica il valore del rapporto S/N a terra, anziché 20 dB sarà  $\geq 26$  dB, come riportato dalla colonna S/N di tabella 3 pag.46 in [1], calcolata da DJ4ZC.

Giacché inoltre, per una buona e comprensibile ricezione amatoriale, 20 dB di S/N è un rapporto molto alto, è possibile regolare opportunamente LEILA (RR 8/95, pag 47) affinché il transponder eroghi per ogni utente una potenza tipica inferiore a 2,51 W in modo da ottenere a terra un rapporto medio S/N = 12 dB che, per esempio, è assai soddisfacente per una buona intelligibilità.

Ne consegue che il transponder potrà traslare un numero di stazioni assai maggiore di quaranta.

Essendo infatti la potenza eirp del satellite necessaria per ogni utente ridotta ora a +16 dBW<sub>i</sub> = 40 W eirp, e giacché il guadagno di antenna del satellite è sempre 20 dBi, la potenza effettivamente erogata dal traslatore si riduce a 40 W/100 volte = 0,4 W pep per ogni utente e il numero di utenti traslati può

salire a  $100$  W /  $0,4$  W = 250 stazioni contemporanee su 250 kHz di Servizio analogico e 300 kHz di digitale.

Queste stime sono grossolane e sono basate sul presupposto che tutti i segnali uplink abbiano lo stesso livello, ma anche se imprecise, servono a dare un'idea abbastanza vicina alla situazione reale.

Secondo la **tabella 3** in [1], per ottenere a terra questi rapporti S/N in SSB, la potenza di rumore del nostro sistema ricevente (riportata all'ingresso del ricevitore) deve essere pari a -170 dBW = -140 dBm.

Questa è dunque la soglia di rumore o "Noise Floor" che deve avere il nostro RX con l'antenna collegata, rivolta verso il cielo, e con  $BW = 2400$  Hz.

Questa potenza di rumore si ottiene proprio se, come specifica la **tabella 3** in [1], la temperatura equivalente di rumore "Ground RX" ha un  $T_{sis} = 300$  K.

Ciò è facilmente verificabile ricordando che  $PN = kTB$  (vedasi il formulario in RR 4/92 pag. 42, paragrafo 5). E infatti:

$$PN = 1,38 \times 10^{-23} \times 300 \times 2400 = 9,9 \times 10^{-18} \text{ W} \\ 10 \log_{10} 9,9 \times 10^{-18} = -170 \text{ dBW} = -140 \text{ dBm}$$

Questa potenza di rumore è quella propria del nostro RX più quella dell'antenna ed è così piccola perché dobbiamo considerarla come la potenza di rumore in uscita al ricevitore, in watt, divisa per il suo guadagno totale e riportata al suo ingresso, dove la sua potenza è -170 dBW. La temperatura equivalente di rumore del sistema  $T_{sis} = 300$  K è però la somma di  $T_a + T_e$ .

$T_a$  è la temperatura di antenna a 2400 MHz, pari a circa 20 K quando è rivolta verso il "cielo freddo" e quando i lobi secondari che guardano verso terra sono abbastanza attenuati, come descritto in [2].

Ne consegue che  $T_e$  è la temperatura equivalente di rumore del solo ricevitore senza antenna attaccata e senza nulla al suo ingresso che generi rumore, al di fuori di quello proprio riportato all'ingresso.

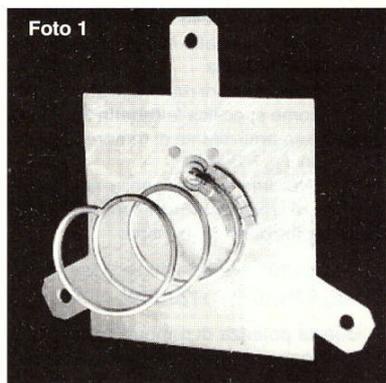
Il riferimento è rivolto a quella maledetta resistenza da 50  $\Omega$  a temperatura ambiente che molti vedono essere collegata all'ingresso ad antenna staccata solo perché l'impedenza di ingresso è 50  $\Omega$ . Ad antenna staccata, la resistenza non c'è, e se proprio vogliamo mettercela, consideriamo però che sia allo zero assoluto e non generi rumore alcuno e così sapremo quanto rumore il ricevitore genera effettivamente da solo nel suo interno.

Se stacciamo l'antenna con  $T_a = 20$  K ed al suo posto, per terminare l'ingresso, ci mettiamo una  $R = 50$   $\Omega$  od un generatore a 270 K, il ricevitore farà più rumore di prima perché ora al suo ingresso ci sono 190 K in più di quando c'era l'antenna, eppure la NF del ricevitore è sempre la stessa.

Quindi la soglia di rumore di un ricevitore dipende dal suo rumore proprio generato

## Satelliti

**Foto 1** • Illuminatore ad elica di tre spire per 2400 MHz adatto per parabole con  $F/D=0,45$ .  $\varnothing$  interno = 41 mm. Spaziatura fra i centri delle spire 30,6 mm.  $\varnothing$  filo 3mm, rame argentato. Riflettore di alluminio 2 mm, con lato 108 x 108 mm. Le spire sono avvolte sinistrorse e in questo prototipo si è usato un connettore N, sostituito poi con SMA. E' visibile l'adattatore di impedenza, costituito da un lamierino di rame dello spessore di 0,2 mm lungo 34 mm e largo 12 mm, con sette alette da un lato e dall'altro per la regolazione del ROS (vedere testo); per parabole con  $F/D$  compreso fra 0,3 e 0,45 ridurre le spire a 2,5. La spira finisce in corrispondenza di dove comincia sul connettore.

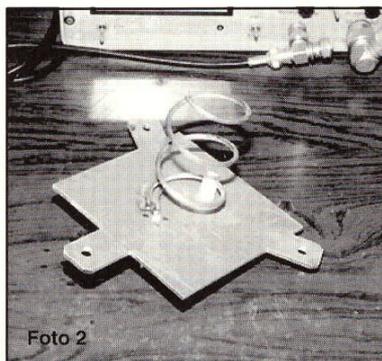
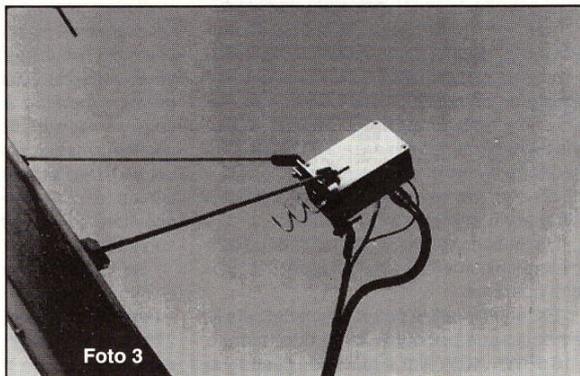


internamente, che è direttamente proporzionale alla sua cifra di rumore NF, che a sua volta non cambia con ciò che si collega all'ingresso più però, e qui sta il punto, il rumore introdotto da cosa si collega all'ingresso.

Se all'ingresso ci mettiamo una  $R = 50 \Omega$  a 290 K (17 °C), si misura la soglia di rumore che il ricevitore ha in laboratorio. Se ci colleghiamo un'antenna con  $T_a < 290$  K, la soglia diventa minore che in laboratorio ed è il caso che si riscontra da 432 MHz a salire, dove il ricevitore soffia di meno.

Se ci mettiamo un'antenna con  $T_a > 290$  K, la soglia è maggiore di quando si misura in

**Foto 3** • L'illuminatore montato nel fuoco della parabola mediante tre perni filettati  $\varnothing 6$  mm lunghi 60 mm che permettono lo spostamento dell'elica di  $\pm 30$  mm intorno al fuoco geometrico. Nel dimensionamento del tripode, tenere presente che il fuoco si verrà a trovare da 25 a 38 mm partendo dal piano del riflettore. In una parabola, il fuoco F si determina con  $F=D^2/16c$ , dove D è il diametro della bocca; c è la profondità della bocca dal fondo; F è la distanza del fuoco dal fondo. Il cavo Cellflex 1/2" intestato N va al TX. Il cavo UT-141 è l'uscita del preamplificatore. Il cavetto più sottile vicino all'elica porta la tensione a 12 V per il relé coassiale, oltre quella a 12 V del preamplificatore ed il comune.

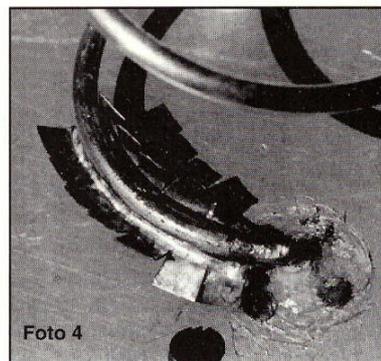


**Foto 2** • Per evitare che l'elica possa ruotare con tutto lo spillo nel connettore, il filo da  $\varnothing 3$  mm è stato incassato nell'intaglio di una colonnina di teflon  $\varnothing 12$  mm avvitata sul piatto del riflettore a 180° dal connettore. Il filo è anche incollato con una goccia di mastice Uhu Plus. I tre occhielli a 120° con fori da  $\varnothing 6$  mm servono per il fissaggio al tripode della parabola.

laboratorio e questo è il caso da 144 MHz a scendere nelle HF ed il ricevitore soffia di più.

A seconda della frequenza su cui lavora, l'antenna ha una resistenza di radiazione cui non importa nulla della temperatura fisica alla quale si trova perché essa non è un resistore, anche se vale  $50 \Omega$ : è solo un rapporto  $V/I = 50 \Omega$ .

Siccome tutta la potenza di rumore raccolta dall'antenna si trova ai capi di questa resistenza e giacché questa potenza, a seconda della frequenza, può essere minore o maggiore di quella generata da un resistore da  $50 \Omega$  a 290 K, ecco che dobbiamo immaginare che l'antenna sia un trasduttore fra il libero spazio e il ricevitore la cui temperatura sia più alta o più bassa di quella ambiente, a seconda della frequenza su cui lavora.



**Foto 4** • Dispositivo di adattamento di impedenza con le alette ripiegate dopo la taratura per il ROS più basso (1,23). Le prime due alette influenzano notevolmente la regolazione. Per rendere flessibili le alette, saldare all'elica con poco stagno. Il connettore SMA è fissato al riflettore con viti a testa svasata su cui è spalmato silicone trasparente per evitare l'entrata di acqua. La distanza delle alette dal riflettore deve essere tale che non vi si fermino - per tensione superficiale - gocce di acqua piovana. Provare il tutto spruzzando acqua.

In altri termini, per simulare in laboratorio il comportamento di un'antenna per quanto riguarda la sua  $T_a$  dovremmo prendere un resistore da  $50 \Omega$ , collegarlo al ricevitore ed infilarlo (il resistore) una volta in un forno (per le HF dovremmo raggiungere diversi milioni di kelvin) e per le microonde dovremmo raffreddarlo a qualche centinaio di gradi sotto zero, misurando ogni volta il rumore all'uscita.

Come si vede, l'antenna è dunque un dispositivo che ci permette di sostituire il forno, o il frigorifero, e ciò non è poco, perché lo fa stando a temperatura ambiente, come le pareti esterne di un forno o di un frigorifero.

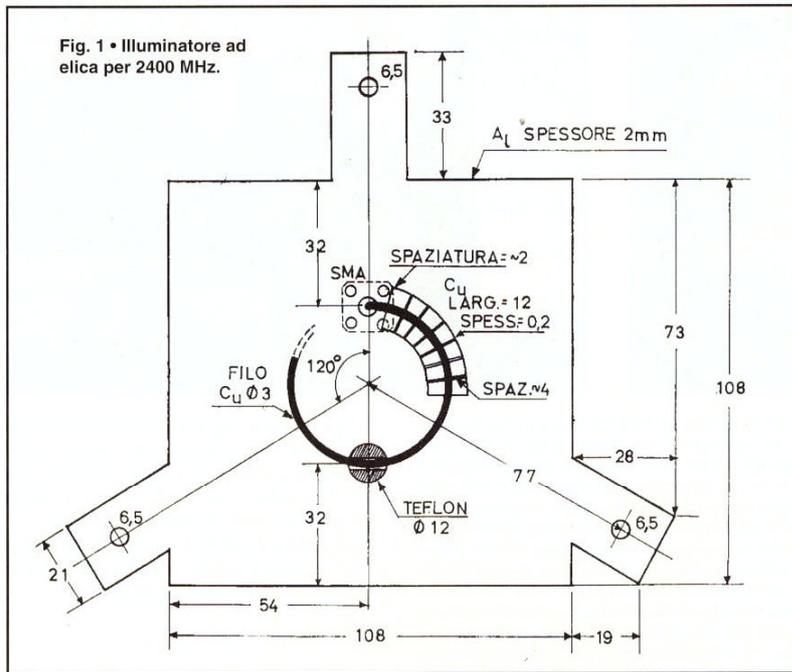
In ogni caso non bisogna sbagliare considerando che il ricevitore abbia sull'ingresso, oltre al rumore proprio e di antenna, anche quello generato da un resistore da  $50 \Omega$  a temperatura ambiente.

All'ingresso ci può essere solo od il rumore proprio più quello di antenna od il rumore proprio più quello del resistore da  $50 \Omega$  e mai e poi mai entrambi insieme, anche se la temperatura fisica dell'antenna misurata col termometro è 290 K.

Se poi collegassimo all'ingresso un resistore  $R = 50 \Omega$  allo zero assoluto, all'uscita del ricevitore misureremmo solo il rumore proprio.

Per abbassare il rumore del solo ricevitore bisogna abbassare la sua NF e ciò si può ottenere anche raffreddando tutto lo stadio di ingresso ma non ciò che si collega al suo connettore, vale a dire la struttura fisica dell'antenna. Ciò precisato, ne consegue che:

$$T_e = T_{\text{sis}} - T_a = 300 - 20 = 280 \text{ K}$$



Ora dobbiamo convertire questi 280 K, che rappresentano il solo rumore dei circuiti interni del ricevitore, nella sua equivalente cifra di rumore NF espressa in decibel usando per "metro campione" ideato dal Friis, la potenza di rumore di -174 dBm/Hz generata da un resistore da 50 Ω di impedenza coniugata a temperatura ambiente standard di 290 K (17 °C), questa volta sì, collegato all'ingresso perché il suo rumore è il "metro" che ci serve per fare la misura.

Avendo la pazienza di rileggere RR 8/94 (pag. 27) si vedrà che il fattore di rumore F è perciò:

$$F = (T_e / 290) + 1 = (280 / 290) + 1 =$$

= 1,96 volte la potenza di rumore del campione per cui la cifra di rumore NF, riferita al campione internazionale è:

$$NF = 10 \log_{10} 1,96 = 2,9 \text{ dB}$$

Questa è dunque la modesta NF totale che deve avere il nostro sistema ricevente affinché con BW = 2400 Hz in SSB e parabola con Ø = 60 cm si possa ricevere il downlink con un rapporto medio S/N = 12 dB.

E' evidente che, abbassando ulteriormente NF al disotto di 1 dB, cosa facile da ottenere oggi giorno a 2400 MHz coi moderni GaAsFet e HEMT, è possibile migliorare il rapporto S/N a parità di antenna.

Il bilancio Satellite-Terra è dunque rap-

### Bilancio energetico Satellite-Terra (downlink)

Potenza erogata dal traslatore per ogni tipico utente .....	+4 dBWi
(2,51 W)	
Guadagno antenna del satellite .....	+20 dBi
Potenza eirp trasmessa dal satellite per ogni utente .....	+24 dBWi
(251 W eirp)	
Attenuazione tratta Satellite-Terra a 2400MHz su 50.000 km .....	-194 dB
Potenza in arrivo a Terra su area di cattura isotropica .....	-170 dBw
$A = \lambda^2 / 4\pi$	
Guadagno dell'antenna terrena .....	+20 dBi
Potenza del segnale all'ingresso del ricevitore .....	-150 dBW
Soglia di rumore del ricevitore .....	-170 dBW
Rapporto S/N a Terra .....	+20 dB

presentato nella tabella qui sotto. In conclusione, se +4 dBWi (cioè 2,51 W) fossero irradiati dal satellite con antenna isotropica, e noi ricevessimo con antenna da G = 20 dBi, il rapporto S/N sarebbe 0 dB, come da **tabella 3** nella colonna PS 0 dB SN in RR 3/95 [1].

Lo stesso è vero se il satellite irradia i +4 dBW con antenna da G = 20 dBi e noi riceviamo a terra con antenna isotropica.

A conferma dei conti è da notare che in pratica il beacon di AO-13 a 2400.664 MHz, si riceve con buon orecchio, sotto il livello del rumore usando un solo illuminatore lineare a barattolo con G = 7 dBi. La potenza del beacon è meno di 1 W e siccome AO-13 trasmette in RHCP con elicoidale da cinque spire da G = 10 dBi, la sua eirp è meno di 10 W.

### L'illuminatore

Per non ripetere cose già scritte, si consiglia di consultare [3] pag. 76-77 per le formule e i disegni che riguardano questo illuminatore per 2400 MHz, adatto per parabole con rapporto F/D = 0,45.

Questo illuminatore (**foto 1**) è identico a quello **fig. 3** pag. 76 in [3], ma è realizzato con 3 spire sinistrorse di filo di rame argentato Ø 3 mm ed è autoportante, nel senso che gli unici appoggi sono la saldatura di inizio spira sul pin centrale del connettore SMA tipo teflon lungo Cat. ADB 21307 tagliato raso allo spessore del riflettore ed una colonnina di teflon avvitata al piatto del riflettore a 180° dal connettore (**foto 2**).

La colonnina porta un intaglio in cui si incastra il filo ed evita che l'elica possa girare con tutto lo spillo nel connettore.

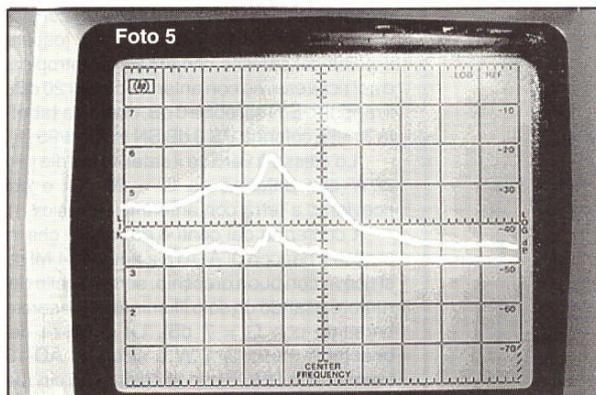
Inoltre la colonnina si trova a circa λ/2 dal connettore, nel punto cioè in cui l'impedenza è bassa, minimizzando così le perdite.

Altri illuminatori elicoidali, realizzati con un cilindro centrale in teflon e bacchette distanziatrici isolanti, presentano perdite dielettriche maggiori.

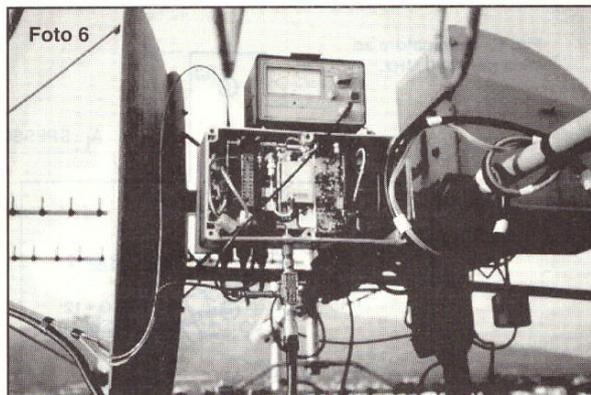
I supporti sono meccanicamente inutili giacché il sistema autoportante in aria è di per sé molto robusto (**foto 2**). Come filo si può usare il conduttore interno da 3,3 mm del cavo H-100 e farlo argentare.

Per ottenere il giusto diametro interno dell'elica, pari a 41 mm (44 mm fra il centro dei fili delle spire) e quando le spire sono anche spaziate di 30,6 mm fra di loro (sempre rispetto al centro dei fili), bisogna fare alcune prove avvolgendo il filo sinistrorso (**foto 1**) su un cilindro di legno Ø 41 mm che poi ridurremo man mano di diametro al tornio, gradualmente, di qualche decimo di millimetro alla volta misurando il diametro dell'elica calzandola su un altro cilindro di legno Ø 41 mm campione.

Le spire avvolte tendono ad aumentare di diametro al cessare della forza di torsione con cui si avvolgono e siccome ciò dipende dalla cottura e duttilità del rame trafilato, non



**Foto 5 •** Curva del ROS dell'illuminatore elicoidale per 2400 MHz.  
 Curva superiore = potenza incidente  $W_i$ ;  
 Curva inferiore = potenza riflessa  $W_r$ ;  
 Frequenza centrale 2400 MHz;  
 Return-Loss = 19 dB e ROS = 1,23;  
 Start = 1400 MHz; Return-Loss = 6 dB e ROS = 3;  
 Stop = 3400 MHz; Return-Loss = 3 dB e ROS = 5,8;  
 Scanwidth = 200 MHz/Div.;  
 Bandwidth = 300 MHz;  
 Filter = 100 Hz;  
 Vert. Div. = 10 dB;  
 Per altri riferimenti vedasi il testo.



**Foto 6 •** Misure del ROS con illuminatore montato sulla parabola. L'accoppiatore direzionale EME 2320/30A è avvitato in basso sul connettore N di uscita TX. La potenza riflessa è prelevata sulla porta verso l'elica con disaccoppiamento di 16,4 dB. È stato inserito un attenuatore fisso di 3 dB la cui uscita va al Termo Power Meter tramite 60 cm di cavo RG-58, che attenua 0,6 dB. L'attenuazione complessiva è di 20 dB. Le misure sono state effettuate come descritto nel testo. Il cavo semirigido piegato ad U in alto è l'uscita del preamplificatore e viene dal fuoco. Sullo sfondo è visibile Sua Maestà il Vesuvio.

è possibile stabilire misure precise per ottenere il diametro finale voluto. In ogni caso, quando le tre spire complete sono avvolte al diametro giusto come in **foto 1**, ci vorrà una lunghezza totale di filo pari a 415 mm.

È bene segnare questa lunghezza con un po' di vernice, ma avvolgere un filo più lungo, e tagliarlo dopo per ottenere una bella curvatura. Per la realizzazione riferirsi ai disegni costruttivi delle **figure 1 e 2**. Le spire sono avvolte sinistrorse per avere RHCP per riflessione sulla parabola.

Affinché l'elica venga al centro del riflettore il foro del connettore SMA segue le quote di **fig. 1** che riporta le misure precise del riflettore di alluminio, compresi i tre occhielli a 180° per il fissaggio al tripode della parabola.

Se il rapporto F/D della parabola è compreso fra 0,3 e 0,45, bastano 2,5 spire. Questo concetto è esposto molto bene nel riferimento [4].

Come si vede da **foto 3**, il riflettore con l'elica può essere avvicinato o allontanato dalla parabola mediante tre perni filettati Ø 6 mm con una escursione di ± 30 mm rispetto al fuoco geometrico in modo da ricercare il punto esatto in cui il fuoco si deve trovare rispetto all'elica.

Da prove fatte da vari OM fra cui KA9LNV [6], risulta che il centro di fase non è critico, ma si trova nell'interno dell'elica a circa 25-38 mm a partire dal piatto del riflettore.

La quota precisa si può determinare ricevendo un beacon a 2400 MHz fatto semplicemente con qualunque oscillatore con mol-

tiplicazione per 24 usato per i 10 GHz, munito di quarzo a 100 MHz Cat. 22017 ADB.

La regolazione si può fare anche sul beacon di AO-13 a 2400.664 MHz, che arriva assolutamente privo di QSB, anche se purtroppo i tempi in cui funziona sono molto brevi e al massimo cinque punti di MA.

Il ROS dell'illuminatore deve essere il più possibile vicino ad 1.

Un ROS elevato in ricezione aumenta la cifra di rumore e, in trasmissione, ci fa perdere potenza perché la potenza di uscita del TX è uguale alla potenza incidente meno quella riflessa e quella riflessa a 2400 MHz si perde quasi tutta nel cavo.

Per ottenere un buon adattamento di impedenza, fra i circa 140 Ω del punto di alimentazione sul connettore SMA e il cavo da 50 Ω, si è scartata la soluzione del trasformatore da  $Z_0 = 83 \Omega$  in  $\lambda/4$  per le inevitabili fonti di perdite e per l'impossibilità di regolazione alcuna.

Per non contentarsi di questo sistema, si è adottato il dispositivo descritto in [5] che, fra l'altro, è stato ideato da John Kraus W8JK, proprio l'inventore dell'antenna elicoidale. Questo adattatore consiste di un sottile lamierino di rame spesso 0,2 mm, largo 12 mm, e sagomato a mezzaluna (**fig. 1**), secondo il profilo dell'elica (**foto 4**).

La lunghezza è un quarto di spira, ossia 34 mm. I bordi del lamierino sono intagliati trasversalmente con le forbici e i tagli sono sei, in modo da realizzare sette alette da un lato e sette dall'altro.

La mezzaluna è poi saldata lungo il primo quarto di spira a partire proprio dal connettore, usando pochissimo stagno in modo che tutte le alette restino flessibili e siano avvicinati o allontanabili dal riflettore.

Con questo sistema, come descritto in [5] e [8], l'impedenza del punto di alimentazione si trasforma secondo la formula:

$$Z = 138 \log_{10} 4h / d$$

dove:

Z = impedenza della linea di alimentazione usata [50 Ω];

h = altezza [mm] del centro del conduttore della prima spira dal piano del riflettore, misurata nel punto di saldatura sul pin del connettore;

d - diametro [mm] del conduttore dell'elica.

È evidente che la regolazione delle prime due alette della mezzaluna è quella che più influenza la regolazione del ROS.

Per la taratura si è utilizzato un accoppiatore direzionale EME modello 2320/30A, che presenta un disaccoppiamento di 16,4 dB a 2320 MHz, uguale sia per la potenza incidente che per la riflessa.

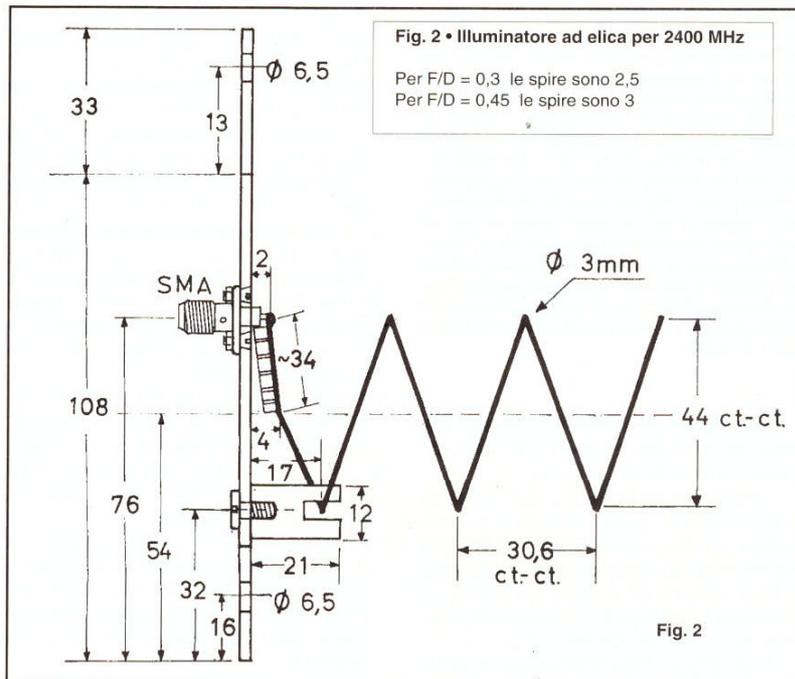
La direttività è 35 dB.

L'accoppiatore è stato inserito proprio sul connettore dell'elica tramite un adattatore SMA/N.

Per alimentare l'elica si è usato il transverter a 2400 MHz di DB6NT e il Gaspa-10 descritti su RR 11/94.

L'uscita disaccoppiata della potenza riflessa (la più vicina all'elica), è stata collegata al Termo Power Meter TPM-4 della SSB Electronic e si è proceduto ad avvicinare o allontanare tutta l'elica dal riflettore risaldando l'inizio in su e in giù lungo lo spillo del connettore SMA con l'intento di ricercare la distanza che desse il ROS più basso, piegando leggermente il primo quarto di spira verso il riflettore.

Raggiunto un buon ROS, si procede alla taratura fine avvicinando o allontanando le alette, specie le prime due a partire dal



connettore fino a leggere la minima potenza riflessa possibile. Con buona pazienza si è ottenuta una potenza riflessa  $W_r = 0,9$  mW ed una potenza incidente  $W_i = 85$  mW.

Il Return Loss è dunque:

$$10 \log_{10} 85 / 0,9 = 19,7 \text{ dB}$$

Il coefficiente di riflessione  $\rho$  (rho) è:

$$\rho = \sqrt{\frac{W_r}{W_i}} = \sqrt{\frac{0,9}{85}} = 0,102$$

Il ROS è dunque:

$$\text{ROS} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = \frac{1 + 0,102}{1 - 0,102} = 1,23$$

Per verificare l'ampiezza di banda in cui il ROS varia con la frequenza, si è alimentato l'accoppiatore direzionale con un generatore di rumore a larga banda con potenza di -50 dBm osservando sull'analizzatore di spettro HP-8555/A la potenza incidente e quella riflessa da 1400 a 3400 MHz.

La curva superiore di **foto 5** rappresenta la potenza incidente e non è lineare solo perché questo è l'andamento originale del livello del generatore di rumore usato e, non avendo un tracking generator che vada oltre i 1300 MHz, bisogna arrangiarsi così.

La curva inferiore rappresenta la potenza riflessa e perciò segue lo stesso andamento ma con livelli più bassi, quindi la misura del ROS è possibile.

La frequenza centrale di **foto 5** è 2400 MHz e qui la differenza fra le curve è 19 dB di Return-Loss che conferma un ROS di 1,23. A start 1400 MHz il Return-Loss è 6 dB, per cui il ROS sale a 3. A stop 3400 MHz il Return-Loss è 3 dB, per cui il ROS sale a 5,8.

Questa misura conferma l'efficienza del dispositivo di adattamento di impedenza descritto in [5] che consente di ottenere un ROS molto buono di 1,23 a 2400 MHz su un'antenna a larga banda come un'elica.

Siccome le misure sono state effettuate in casa, con l'illuminatore senza parabola, le stesse misure di Return-Loss sono state

ripetute con l'illuminatore montato nel fuoco, ma con l'accoppiatore direzionale collegato all'elica tramite 1,5 metri di cavo Cellflex da 1/2" come si vede in **foto 6**.

Data la bassa attenuazione del cavo (0,5 dB connettori compresi) la misura è attendibile e non si sono misurate variazioni di ROS rispetto al solo illuminatore. La spiegazione è semplice.

L'energia riflessa dalla parabola sull'elica ha RHCP, mentre quella trasmessa dall'elica sulla parabola è LHCP. L'elica, avendo polarizzazione contraria, non riceve indietro dalla parabola sufficiente energia tale da modificare il suo ROS, come invece potrebbe accadere usando polarizzazione lineare.

La polarizzazione circolare dunque, oltre ad offrirci questo vantaggio, ci consente di non perdere 3 dB sul segnale del satellite polarizzato RHCP, come invece accadrebbe usando polarizzazione lineare.

Come si vede da **foto 6**, l'accoppiatore direzionale, collegato sul connettore N sul fondo della scatola stagna, ha un disaccoppiamento di 16,4 dB.

Sulla porta della potenza riflessa a sinistra è stato inserito un attenuatore fisso da 3 dB, mentre l'attenuazione di 60 cm di cavo RG 58/U fino al TPM-4 è di 0,6 dB, connettori compresi. L'attenuazione totale è perciò 20 dB = 100 volte.

Perciò la potenza incidente effettiva risulta:

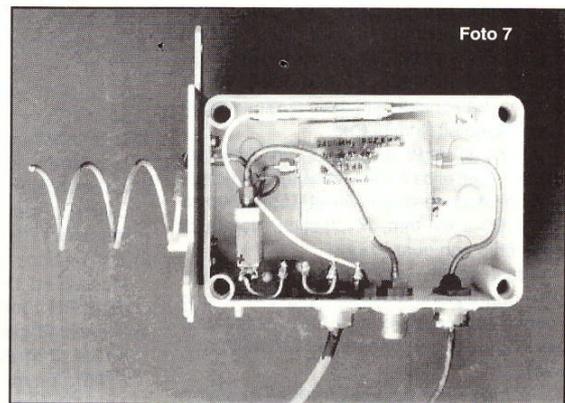
$$W_i = 85 \text{ mW} \times 100 = 8,5 \text{ W}$$

e quella riflessa, dopo l'attenuazione di 0,5 dB di Cellflex da 1/2":

$$W_r = 0,9 \text{ mW} \times 100 = 90 \text{ mW}$$

Anche con 8,5 W, toccando determinati punti dell'elica ci si bruciano le dita. Nel mio caso, la parabola ha  $\Phi = 1,2$  m con  $G = 27$  dBi cioè 500 volte.

**Foto 7 • L'illuminatore eliocidale per 2400 MHz completo.** Nell'interno della scatola è visibile il relè coassiale SR-2, a sinistra collegato al connettore SMA con una piccola curva di UT-141. Al centro è visibile il preamplificatore di WB5LUA 13LNAK. I cavi entrano ed escono via pressacavi. A sinistra l'alimentazione a 12 V per il relè ed il preamplificatore. Al centro il connettore N fra relè e TX. A destra il cavo UT-141 di uscita preamplificatore. Sull'elica è visibile l'adattatore d'impedenza alettato e la colonna di teflon per bloccare le spire. Il coperchio della scatola è dotato di guarnizioni. Sul fondo è stato praticato un foro  $\Phi 8$  mm con un tubicino di drenaggio per eventuale acqua e condensa. L'alimentazione a 12 V del preamplificatore avviene tramite un connettore sfilabile per sostituzioni rapide senza uso del saldatore. Si vede la guarnizione di gomma fra scatola e riflettore.



## Satelliti

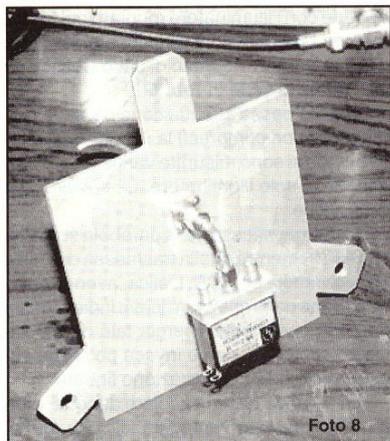


Foto 8

**Foto 8** • Il relè coassiale SR-2 della RCL Electronics montato col comune sul connettore SMA dell'elica tramite una curva in cavo UT-141. Da notare le dimensioni minime, comparate con quelle del connettore. L'attenuazione a 4 GHz è 0,1 dB; l'isolamento o crosstalk è 80 dB; la potenza trasferibile a contatti già chiusi è 200 W a 1 GHz. ROS massimo a 4 GHz = 1,2. Bobina a 12 V DC con 250 mA. Durante la commutazione, il contatto non utilizzato resta isolato da massa, nè si chiude su 50 Ω resistivi. In alcuni casi ciò può essere un problema giacché, se il preamplificatore non è incondizionatamente stabile, col circuito di ingresso aperto può autoscillare se lasciato alimentato. Il preamplificatore di WB5LUA usato in questa realizzazione (13LNAK) non autoscilla.

La eirp è dunque  $8,5 \times 500 = 4250$  W.

La distanza a cui ci mettiamo davanti al fascio della parabola equivale circa a quella che sarebbe se ci mettessimo alla stessa distanza da un'antenna isotropica alimentata con 4250 W, o se vogliamo da un dipolo alimentato con  $4250 / 1,63 = 2607$  W.

Se stiamo a lavorare a pochi centimetri nel "campo vicino" è pericoloso perché un forno a microonde a 2450 MHz con 750 W cuoce i cibi. A 2400 MHz, buona parte degli 8,5 W sarebbe concentrata e dissipata nei tessuti umani ricchi di acqua, in modo particolare gli occhi, dove lo scambio termico dovuto alla circolazione del sangue è lento.

La condizione più pericolosa è quando uno si mette col naso vicino all'elica regolando il ROS col TX acceso anche perché coprendo quasi tutta la parabola si assorbe buona parte dell'energia.

Ogni regolazione va fatta a TX spento e misurando i risultati della regolazione stando dietro il disco. La situazione però non è drammatica perché, in ogni caso, se ci si allontana sul fascio di  $\lambda = 13$  cm, la potenza si attenua subito di 22 dB = 158 volte ed ogni volta che si raddoppia la distanza si attenua di altri 6 dB = 4 volte ed in totale 28 dB = 631 volte a 26 cm, 34 dB = 2512 volte a 52 cm, e così via. La zona di pericolo è dunque con la testa vicino all'illuminatore.

Come si vede da **foto 7**, sul retro del riflettore dell'elica è stata montata una scatola di derivazione stagna Sarel Mod.03360 da 164 x 99 x 67 mm, in plastica, dotata di coperchio con guarnizione.

Fra la scatola ed il riflettore c'è una ulteriore guarnizione di gomma per evitare che l'acqua entri attraverso il foro (necessario per l'ingresso del connettore SMA nella scatola).

Come si vede da **foto 4** bisogna spalmare un po' di mastice al silicone trasparente tutt'intorno al connettore SMA, lato elica, per evitare entrata di acqua attraverso le viti e il centrale in teflon.

Il relè coassiale di **foto 8** è il K3 di **fig. 1** (in RR 11/95) Mod. SR-2 della RCL Electronics, distribuito dalla SSB Electronic.

La bobina è a 12 V DC e, pur costando tanto oro quanto pesa, semplifica di molto l'alimentazione, giacché tutti i relè in SMA del surplus militare, reperibili a prezzo più economico, sono a 28 V DC e richiedono un convertitore DC-AC-DC, che anche se semplice, è una complicazione in più.

Si è scelto un relè in SMA unicamente per ridurre le dimensioni della scatola, evitare adattatori interserie costosi se buoni, usare solo cavo UT-141 semirigido.

A 2400 MHz, con questa potenza, si sarebbe potuto usare anche un relè coassiale CX-520D della Tohtsu con connettori N e bobina a 12 V DC, quotato sulle centomila lire in meno, ma il costo degli adattatori avrebbe pareggiato quello dello SR-2 e, inoltre, le dimensioni maggiori avrebbero richiesto una scatola di dimensioni doppie.

Le caratteristiche dello SR-2 a 4 GHz sono:

- perdita di inserzione = 0,1 dB;
- isolamento fra le porte = 80 dB;
- potenza trasferibile (a contatti commutati)  $\geq 200$  W (**foto 8**).

La scatola contiene anche il preamplificatore di cui si parlerà alla prossima puntata.

### Bibliografia

- 1) *Phase-3D un satellite per tutti* • di Domenico Marini, I8CVS • RR 11/95.
- 2) *La Radioastronomia nel Centenario Marconiano* • di I4BER, Dott. Goliardo Tomassetti • RR 9/95.
- 3) *La Stazione terrena per il Transponder Modo-S* • di Domenico Marini • I8CVS - 1ª parte RR 10/90 • 2ª Parte RR 12/90.
- 4) *Tubular Radiator for Parabolic Antennas on the 13 cm Band* • by H. J. Griem DJ1SL • VHF Communications 4/1976.
- 5) *Easy 50 Ohm Feed for a Helix* • The ARRL VHF/Microwave Experimenter Manual • Chapter 9/52 • ARRL Order N°3126 reprinted by QST June 1981 pag. 28 and QST Dec 1981 pag.54.

6) *Addendum to S-Band Reception* • by Ed Krome KA9LNV • The AMSAT Journal May/June 1993 pag.12.

7) *Antennas* • by J. Kraus W8JK (New York Mc Graw-Hill Co) Cat. No 35410 • Cap 7.

8) *A 50 Ohm Input Impedance for Helical Beam Antenna* • by J. Kraus W8JK, IEEE; Transactions on the Antennas and Propagation Vol. AP-25, Nov 1977, Pag. 913.

9) *The most important features and characteristics of GHz Antennas* • by H. Bemer, VDE/NTG. VHF Communications 3/1976.

10) *The Initial Results of the Garching Amateur Radio-Astronomy Installation* • by Dr. Andreas Ulrich DK8CI • VHF Communications 4/1990.

11) *Radio Astronomy for the VHF/UHF Radio Amateur* • by Hans J. Hartfuss, DL2MDR • VHF Communications 4/1989.

12) *A 60 cm S-Band Dish Antenna* • by James Miller, G3RUH • Oscar News nr. 100 April 1993 Page-6.

13) *Esperimenti di ricezione e QSO sul Downlink Modo-S a 2400 MHz di Oscar-13 con mezzi minimi* • di Piero Moroni, I5TDJ - Relazione tenuta a Russi (RA) il 30 aprile 1995, reperibile presso I4CIL ARI Ravenna.

14) *Parabolic Dish Construction* • by ON6UG Freddy de Guschtereire, Oscar News N° 81 Feb. 1990.

15) *A Satellite Mode-S Loop Yagi Antenna* • by Ed Krome KA9LNV, The Amsat Journal - Volume 16, N°3 May/June 1993.

16) *Antenna Range Results Amsat Space Symposium* • October 1993 • by Ken Britain WA5VJB - The Amsat Journal Vol. 16 N. 6 Nov/Dec 1993 pag 14.

17) *Illuminatore ad elica bifilare* • di Pino Zollo, I2KFX RR 6/92.

18) *Dish Feeds For Mode-S Reception* • by Ed Krome KA5LNV • AMSAT Journal - Sept/Oct 1994 Vol 17 N. 5 pag 7.

Continua. 4

**TELEX hy-gain**

144 FM  
14 elementi

Costa solo  
**185**  
klire

**Si accetta Carta SI**

## Stazione Up-Down Modo-S per Phase 3-D

**Q**UESTA puntata, dedicata al Modo-S, tratta il preamplificatore di antenna posto nell'illuminatore, il postamplificatore ed il filtro interdigitale a 2400 MHz interconnessi fra loro secondo lo schema a blocchi riportato in fig. 1 di RR 11/95. La realizzazione pratica di questi elementi circuitali è preceduta da un'analisi teorica che serve a valutare col calcolo, prima ancora che attraverso la misura, i risultati che si dovranno ottenere dal sistema complessivo anche del transverter a 2400 MHz di DB6NT pubblicato su RR 5 e 6/95.

### La cifra di rumore totale del sistema

Con riferimento a fig. 1 in RR 11/95 ed alla foto 1, pur essendo antenna, linea di trasmissione e ricevitore degli elementi separati, per calcolare la NF totale del sistema, tutte le attenuazioni — a partire dal connettore avvitato sull'elica e da qui in poi, ogni curva di cavo UT-141, fino ad arrivare al relè coassiale SR-2 e da qui all'ingresso del preamplificatore — introducono un'attenuazione (espressa in decibel) che si somma direttamente alla sua NF.

Ciò vale anche dal preamplificatore in poi e fino al transverter, per cui ogni elemento passivo come un cavo coassiale, un filtro, un attenuatore, va considerato come uno stadio in cui la sua NF è pari alla sua attenuazione (in dB) ed il suo guadagno in rapporto, essendo una perdita, è l'inverso 1/G, ossia un numero inferiore all'unità.

L'analisi non prende in considerazione il ricevitore dei 2 metri posto a valle del transverter perché ormai a questo punto se la NF del ricevitore è mediamente 6 - 7 dB, la sua influenza nel peggioramento della NF del preamplificatore è praticamente trascurabile.

In questa analisi non si prendono in considerazione neppure le perdite aggiuntive dovute all'aumento della temperatura ambiente che si traducono in aumento dell'attenuazione dei cavi coassiali. Essendo infatti questi cavi molto corti, le perdite aggiuntive ammonterebbero a centesimi di decibel, che nelle nostre applicazioni rappresentano quantità insignificanti.

Così ragionando, in fig. 1 di RR 11/95 si individuano subito i seguenti stadi:

1) foto 1 • cavi UT-141 a monte ed a valle del relè coassiale SR-2 fino al preamplificatore, relè compreso:

attenuazione = 0,2 dB;  
fattore di rumore  $F = 10^{0,2/10} = 1,05$ ;  
guadagno  $G = 1/1,05 = 0,95$  volte.

2) preamplificatore di WB5LUA:  
 $NF = 0,65$  dB da cui  $F = 10^{0,65/10} = 1,16$ ;  
 $G = 13$  dB da cui  $F = 10^{13/10} = 20$  volte;

3) attenuazione a 2400 MHz di 1,5 m di cavo UT-141 connesso fra l'uscita preamplificatore ed ingresso postamplificatore, connettori compresi = 1 dB, da cui, usando la

stessa procedura di calcolo,  $F = 1,26$  e  $G = 0,79$  volte.

4) postamplificatore (15KRD):  $NF = 1,2$  dB, da cui  $F = 1,31$ ;  $G = 20$  dB = 100 volte.

5) filtro passabanda interdigitale a 2400 MHz (KK7B); attenuazione = 1 dB, da cui  $F = 1,26$  e  $G = 0,79$  volte;

6) attenuatore fisso da 2 dB; da cui  $F = 1,58$  e  $G = 0,63$  volte;

7) transverter DB6NT:  $NF = 1,5$  dB da cui  $F = 1,41$ ;  $G = 20$  dB = 100 volte.

Con questi elementi possiamo costruire lo schema a blocchi del sistema (fig. 1) e procedere al calcolo della NF totale ottenibile in linea teorica, valutando soprattutto di quanto sia peggiorata la NF = 0,65 dB del preamplificatore montato nel fuoco.

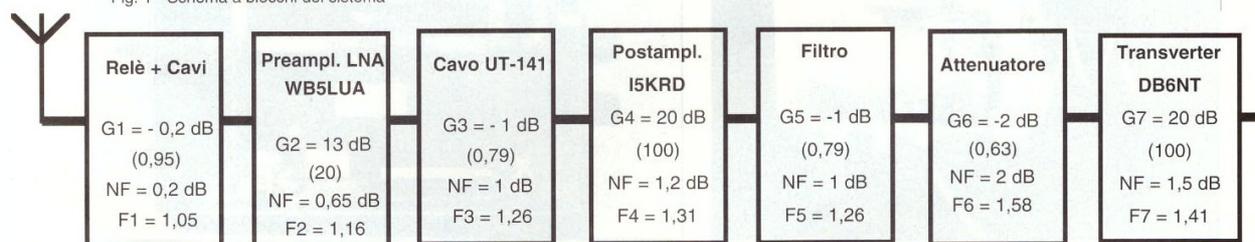
Per fare questo semplice calcolo usiamo la formula pubblicata al paragrafo n. 6 (pag. 42) di RR 4/94 e riportata in fig. 1. Per ulteriori approfondimenti si consulti il Rif. [5] o, meglio ancora, il Rif. [12].

Come si vede da fig. 1, siamo passati da  $NF = 0,65$  dB del solo preamplificatore a  $NF = 0,98$  di tutto il sistema.

Questo peggioramento di 0,33 dB è dovuto soprattutto all'attenuazione di 0,2 dB del relè coassiale SR-2 più i cavetti UT-141 di interconnessione fra l'antenna ed il preamplificatore perché questi elementi sono al primo stadio del sistema, introducono attenuazione e perciò guadagnano meno di 1. Una  $NF = 0,98$  dB è tuttavia un valore molto buono, cui fa riscontro una temperatura equivalente di rumore del ricevitore  $T_e = 73,5$  K (kelvin), di molto inferiore alla massima richiesta dall'AMSAT-DL per Phase 3-D che è circa 190 K = 2,18 dB.

Tali prestazioni sono pari a quelle tipiche di una stazione EME per i 13 cm. ↪

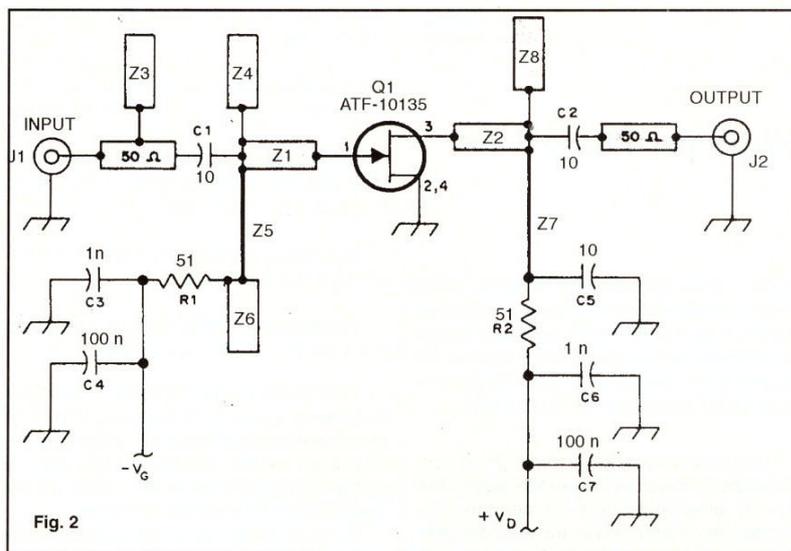
Fig. 1 • Schema a blocchi del sistema



$$F_{\text{tot}} = F + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} \dots$$

$$F_{\text{tot}} = 1,05 + \frac{1,16 - 1}{0,95} + \frac{1,26 - 1}{0,95 \cdot 20} + \frac{1,31 - 1}{0,95 \cdot 20 \cdot 0,79} + \frac{1,26 - 1}{0,95 \cdot 20 \cdot 0,79 \cdot 100} + \frac{1,58 - 1}{0,95 \cdot 20 \cdot 0,79 \cdot 100 \cdot 0,79} + \frac{1,41 - 1}{0,95 \cdot 20 \cdot 0,79 \cdot 100 \cdot 0,79 \cdot 0,63} = 1,2538$$

$$NF_{\text{tot}} = 10 \log_{10} 1,2538 = 0,98 \text{ dB} \quad T_e = (1,2538 - 1) \cdot 290 = 73,5 \text{ K} \quad G_{\text{tot}} = 48,8 \text{ dB}$$



## Il preamplificatore di WB5LUA

Viene usato soprattutto in EME, è di sicuro affidamento, monta un GaAsFET **AVANTEK** ATF-10135, è del tipo «no-tune», facile da realizzare e duplicare perché non richiede alcuna strumentazione particolare di taratura, si monta e va.

Il **PANFI**, se c'è, serve solo a verificare la sua NF e tentare possibili ottimizzazioni spagliuzzando lo stub d'ingresso.

Giacché la descrizione di questi preamplificatori «no-tune», anche per 5,7 GHz e 10 GHz, è ampiamente disponibile in [1] [2] [3] [4], si raccomanda di consultare dette fonti e quindi, per motivi di spazio, si pubblica solo lo schema elettrico in **fig. 2** ed il PCB ultima versione in **fig. 5**.

Il preamplificatore è fornito dalla DEM (Down East Microwave Inc), Steve Kostro N2CEI 954, CR 519 Frenchtown, NJ. 08825 USA (tel. 001.908.996.3585).

La DEM accetta ogni carta di credito.

Esistono due versioni, il Kit 13LNAK, completo di PCB in **Duroid** Rogers 5880, con tutti i componenti, meno i connettori SMA e la scatola; costo 40 dollari.

Il GaAsFET ATF-10135 può essere autopolarizzato con resistore da 47 Ω posto fra source e massa. In questa configurazione, con 20 mA di drain, fornisce NF = 0,65 ± 0,9 dB con G = 12 dB.

Se invece, come ho preferito fare (**fig. 2**), il gate viene polarizzato con una tensione negativa e la corrente di drain è regolata per 20 mA, con source a massa, fornisce una

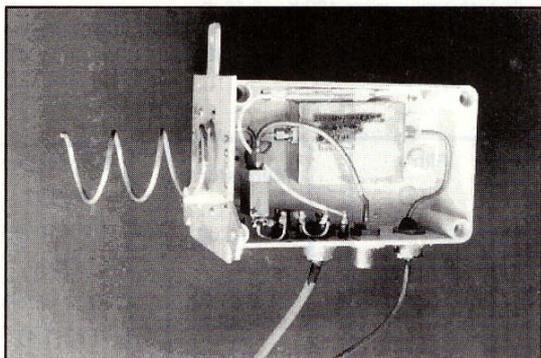
**Fig. 2** • Schema elettrico del preamplificatore per 2,3 - 2,4 GHz di WB5LUA. I rettangoli marcati da Z1 a Z8 sono linee microstrip disegnate sul PCB. I due rettangoli marcati 50 Ω sono linee di trasmissione sul PCB. Tutti i condensatori e le resistenze sono chip. C1 - C2 - C5 sono chip quadrati ATC da 0,05 o 0,1 pollici di lato. C4 e C7 migliorano il bypass delle frequenze più basse. J1 e J2 sono connettori SMA femmina da pannello. Il +V<sub>D</sub> va alimentato con +5V DC, mentre il -V<sub>G</sub> con una tensione negativa regolabile da -1 a -5 V DC. Con -2 V di bias si ottengono i richiesti 20 mA di drain.

NF = 0,5 ± 0,6 dB e G = 13 dB. Inoltre è più stabile. Per fare così occorre usare l'apposito alimentatore PPS-1 della DEM (**fig. 3**) con invertitore 7660 che fornisce +5 V al drain ed una tensione negativa regolabile da 0 a -5 V per il gate. Questo alimentatore che applica i +5 V al drain solo dopo 64 mS dalla avvenuta polarizzazione negativa del gate, è fornito già montato in tecnologia SMD, misura soltanto 34 x 26 mm e costa 12 dollari. Come si vede da **foto 3**, date le piccole dimensioni, può essere montato nella stessa scatola del preamplificatore avvitato su due torrette saldate al PCB lato rame (**foto 3**).

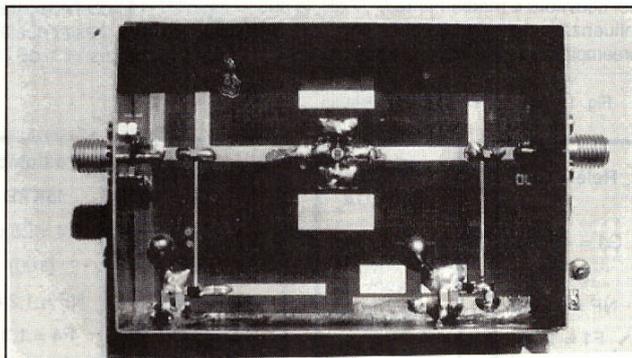
Per portare il +5 V ed il negativo di bias sul PCB lato componenti, basta forarlo con Ø = 3mm in prossimità delle isole previste per le due alimentazioni e infilarci due passanti da 1 nF la cui armatura esterna verrà saldata alla superficie del PCB lato rame come si vede in foto 2 e 3.

Per consentire la regolazione del trimmer potenziometrico da 10 kΩ per il negativo di gate posto sull'alimentatore PPS-1 (non visibile nella **foto 3**), è stato praticato un foro da Ø 5 mm, riportato in **fig. 4** sul fianco B della scatola di contenimento.

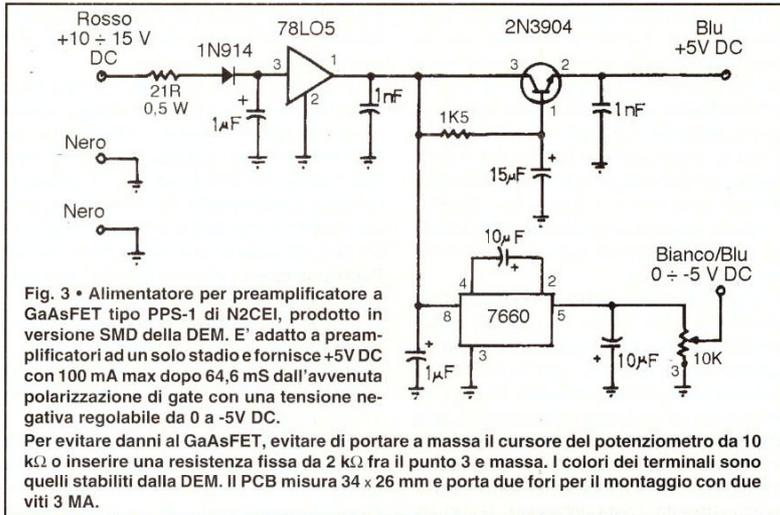
Per la trasformazione di impedenza dai 50 Ω di antenna a quella del GaAsFET per la



**Foto 1** • Illuminatore per 2400 MHz con preamplificatore di WB5LUA. L'attenuazione dei cavetti UT-141 fra il connettore dell'elica, il relè coassiale SR-2 e l'ingresso al preamplificatore è 0,2 dB e si somma alla NF del preamplificatore che è 0,65 dB. L'attenuazione del cavo UT-141, lungo 1,5 m fra uscita del preamplificatore e ingresso postamplificatore è di 1 dB e si somma alla NF del postamplificatore. Ogni elemento passivo può essere anche considerato come uno stadio in cui la sua NF è pari alla sua attenuazione (espressa in dB) ed il suo guadagno, essendo una perdita, si esprime con un numero inferiore all'unità.



**Foto 2** • Preamplificatore di WB5LUA per 2400 MHz realizzato con il kit 13LNAK della DEM. I due terminali di source del GaAsFET MGF-10135 sono saldati sulle isole riportate a massa nel rame sottostante mediante due linguette fatte passare in tagli praticati col temperino sui due lati più vicini al case. Le isole più grandi sono utilizzate solo quando il GaAsFET è autopolarizzato con resistore di source da 47 Ω. Sono visibili i due condensatori passanti da 1 nF che attraversano il PCB e servono per trasferire da sotto a sopra le alimentazioni +5 V per il drain e -2V per il gate. Lo stub di ingresso deve essere tagliato in corrispondenza della tacca visibile alla sinistra per la più bassa NF a 2400 MHz. La scatola è autocostruita con le quote indicate in **fig. 4**.



più bassa NF, il circuito di ingresso ha uno stub che porta due tacche di riferimento.

A 2.2 GHz serve tutta la lunghezza. A 2304 MHz o 2320 MHz bisogna accorciarlo in corrispondenza della prima tacca ed a 2400 MHz in corrispondenza della seconda, la più vicina al connettore. La parte di stub che non serve va asportata col temperino.

Nella foto 2, lo stub è ancora della lunghezza originale e il miglioramento di NF, misurato col PANFI accorciando lo stub a tappe è stato di 0,1dB.

Questa operazione, insieme alla regolazione del negativo di gate per 20 mA di drain, è l'unica cosa da fare in sede di taratura.

Come precauzione, per non danneggiare il GaAsFET bisogna regolare il potenziome-

tro da 10 kΩ del PPS-1 per -5 V e poi diminuire il negativo piano piano fino a circa -2 V per ottenere 20 mA di drain.

La corrente di drain va misurata inserendo il milliamperometro sul + 5 V. La misura sull'alimentazione a 12 V dà correnti superiori perché comprende l'autoconsumo del PPS-1.

Siccome il PCB non ha dimensioni standard per scatole europee, si fornisce il disegno (fig. 4) dei pezzi di lamierino di ottone, spessore 0,5 mm, con le quote di fo-

ratura per costruire scatola e coperchi.

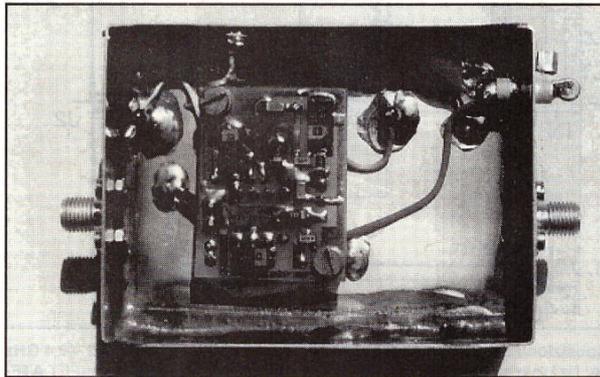
I fianchi si piegano facilmente a 90° nella morsa. I coperchi vanno ripiegati sui quattro bordi usando una sagoma di ferro con 71,5 x 53 mm di lato, ricavata da un profilato di ferro piatto dello spessore di 6 mm e stretta nelle ganasce della morsa al centro del coperchio ritagliato come in fig. 4. La ribordatura va fatta con cura usando il martello, interponendo una lamiera per rendere la piegatura uniforme e senza bombature.

Il preamplificatore è molto stabile e non autooscilla, sia levando che mettendo il coperchio, o col circuito di ingresso aperto, come avviene quando il relè SR-2 commuta l'antenna sul TX. In ogni caso, per precauzione, ho incollato il solito strato di foam conduttore nero (lossy rubber), sul fondo del coperchio, lato componenti, senza apprezzare sul PANFI di DJ9BV evidenti aumenti di NF.

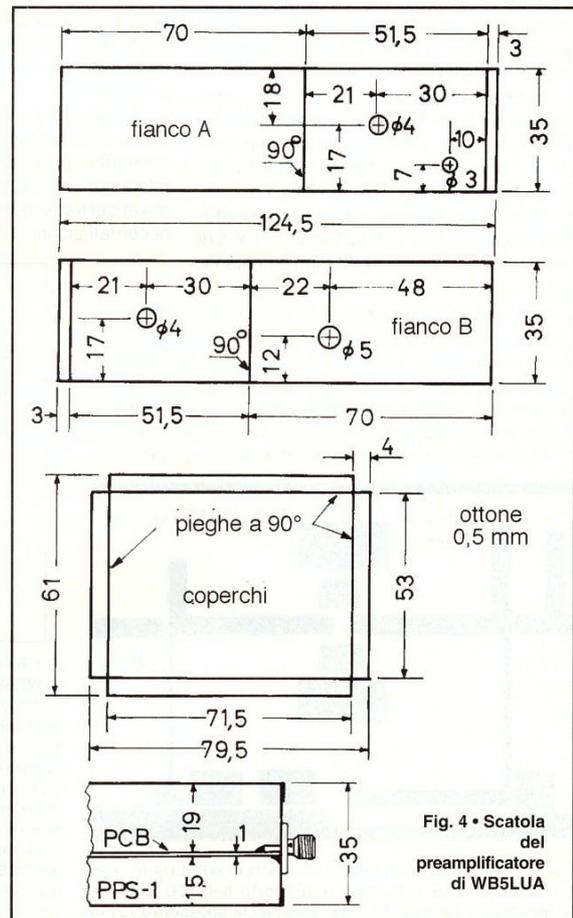
La DEM fornisce il preamplificatore anche in versione pronta all'uso.

Il modello 13LNA costa 125 dollari, ma essendo in versione autopolarizzata fornisce NF = 0,6 ± 0,8 dB con G = 12 dB.

Il modello 13LNA2OWP è un'altra versio-

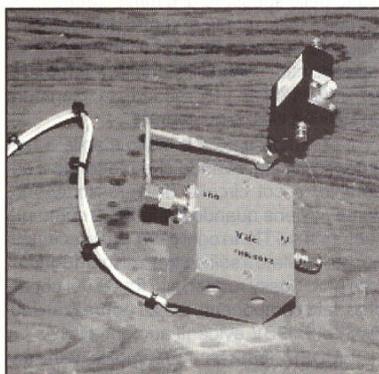


**Foto 3• Preamplificatore di WB5LUA 13LNAK per 2400 MHz visto sul PCB lato rame. L'alimentatore PPS-1 che fornisce +5V e 0 -5V è realizzato in tecnologia SMD ed avvitato su due torrette saldate sul PCB. Il connettore SMA di destra è l'uscita. Il condensatore passante da 1 nF, saldato sul fianco della scatola e quello al tantalio da 100 µF (non riportati nello schema originale di fig. 2) servono a portare l'alimentazione a 12 V nell'interno della scatola. Sono visibili le saldature delle armature esterne dei due passanti da 1 nF. Quello di destra per il +5V al drain e quello di sinistra per il negativo di gate (-2V per 20 mA di drain). Il foro sulla parete in alto serve per la regolazione del potenziometro da 10 kΩ sul PPS-1 ed è riportato sulle quote di fig. 4, fianco B.**



**Fig. 4 • Scatola del preamplificatore di WB5LUA**

**Foto 4 • Postamplificatore per 2400 MHz di I5KRD. NF = 1,2 dB e G = 20 dB. Sul fondo sono visibili i fori delle linee risonanti di ingresso e di uscita. Il filtro di banda interdigitale è collegato all'uscita mediante cavo semirigido UT-085, Ø 2,1 mm, intestato SMA.**



ne, sempre autopolarizzata, con l'aggiunta di un MMIC MSA-0685 montato all'uscita dello stesso PCB dopo avergli asportato un tratto della linea di output. Con tale modifica G sale a 20 dB e NF resta  $0,6 \pm 0,8$  dB. Questa versione è montata in una scatola di alluminio pressofusa, è impermeabile all'acqua e costa 130 dollari.

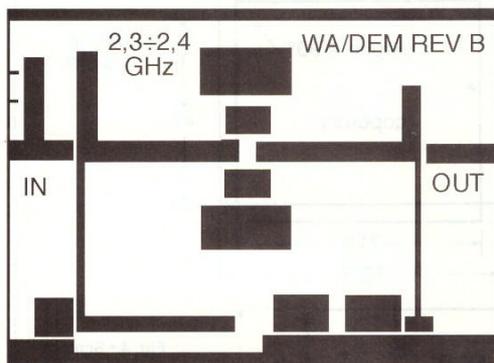
Data la facilità di costruzione, si consiglia la versione in kit 13LNAK, con alimentatore PPS-1, al costo complessivo di 52 dollari, che fra l'altro fornisce la NF più bassa di tutte.

La **fig. 5** riporta il PCB in scala 1/1.

Questo deve essere realizzato con materiale Rogers Duroid 5880 o Taconic TLY-5 di spessore 0,031 pollici (0,79 mm) e costante dielettrica 2,2.

Giacché il costo del solo 13LNAPCB è 18 dollari, l'autocostruzione di un solo pezzo non è conveniente. Questi kit vengono forniti con fotocopie dei relativi articoli pubblicati su QST o sui vari Proceedings della ARRL, contenenti tutte le istruzioni di montaggio, per cui l'autocostruttore scrupoloso e poco frettoloso non può sbagliare.

I preamplificatori hanno dato tutti ottimi risultati.



**Fig. 5 • Preamplificatore per 2,3 ÷ 2,4 GHz di WB5LUA in scala 1:1 (dimens. 51,5 x 70 mm). Il supporto del PCB è Duroid Rogers 5880 o Taconic TLY-5 a doppia faccia, spessore 0,79 mm**

Per i transverter della DEM è bene interpellare I1TEX, I1BOC e IW1ASJ, che su questi hanno fatto notevole esperienza e misure. Come postamplificatore (fig. 1 di RR 11/90) e **foto 4**, si può usare qualunque cosa purché abbia  $NF < 1,5$  dB e  $G > 15$  dB.

Ne ho usato uno con MGF-1302 (foto-4) regalatomi da I5KRD che a un Symposium di Orvieto misurò  $NF = 1,2$  dB e  $G = 20$  dB.

Questo esemplare è anche molto selettivo, essendo dotato di linee risonanti in ingresso ed in uscita.

Com'è rilevabile da **fig. 1**, il preamplificatore di WB5LUA ha un  $G = 13$  dB, quindi piuttosto basso, che si riduce a 12 dB per via dell'attenuazione di 1,5 metri di UT-141 fra illuminatore e postamplificatore. Per questo motivo l'uso di un postamplificatore a bassa NF ed alto G è necessario per non degradare eccessivamente la bassa  $NF = 0,65$  dB del preamplificatore di antenna. Per convincersi di questo concetto, basta abbassare  $G_2$  od aumentare  $F_4$  nella formula in **fig. 1** e rifare i conti.

## Il filtro di banda

Come descritto in dettaglio in [6], il filtro di banda, accordato sul segnale da ricevere a 2400 MHz, inserito fra postamplificatore e transverter come in fig. 1 di RR 11/95, serve a due scopi.

Il primo, ad evitare che il rumore alla frequenza immagine di 2112 MHz, una volta convertito alla FI di 144 MHz degradi la NF totale del sistema. Se per ipotesi, prima del mixer del transverter non esistessero circuiti accordati alcuni, il rumore alla frequenza di

2400 MHz più quello alla frequenza immagine di 2112 MHz arriverebbero al mixer con pari potenza raddoppiandosi.

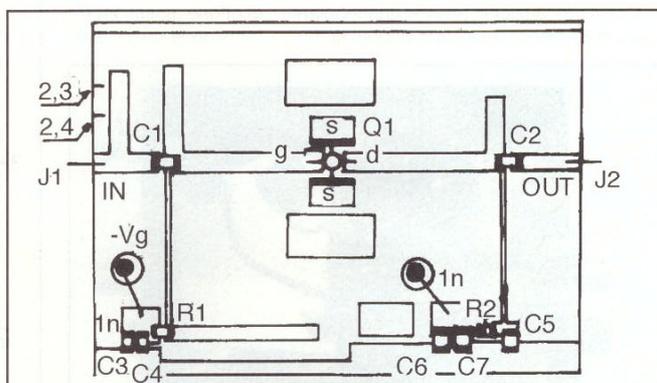
In questo caso il segnale da ricevere a 2400 MHz si troverebbe sovrapposto anche il rumore alla frequenza immagine, e se l'antenna avesse guadagno costante alle due frequenze, come nel caso di un'elica, l'effetto sarebbe quello di ricevere il segnale a 2400 MHz come se il ricevitore avesse una NF di 3 dB superiore a quella misurata dal  $P_{ANFI}$  (potenza di rumore doppia) e il fenomeno si spiega nel seguente modo.

In queste condizioni la testina generatrice di rumore a larga banda del  $P_{ANFI}$  - quando è spenta (OFF), manda la stessa potenza di rumore KToB sia a 2400 MHz che all'immagine di 2112 MHz.

Quando la testina è accesa, manda la stessa potenza di rumore KToB più la sua ENR sia a 2400 MHz che a 2112 MHz. Ne consegue che il rapporto  $P_{on}/P_{off} = Y$  resterebbe esattamente quello misurabile con tutta la catena RF prima del mixer dotata di filtri accordati a 2400 MHz. Risulta evidente che, senza i filtri, o con i filtri, la NF misurata è sempre la stessa, ma in pratica, ricevendo senza filtri il rumore nelle orecchie risulta maggiore di 3 dB rispetto a quello misurato. Ricevendo invece con i filtri, il rumore risulta effettivamente pari a quello misurato.

Questo è il motivo per cui è vantaggioso inserire il filtro interdigitale a valle del postamplificatore per migliorare la reiezione totale all'immagine, evitando che il suo rumore giunga all'ingresso del transverter.

Siccome la reiezione all'immagine del

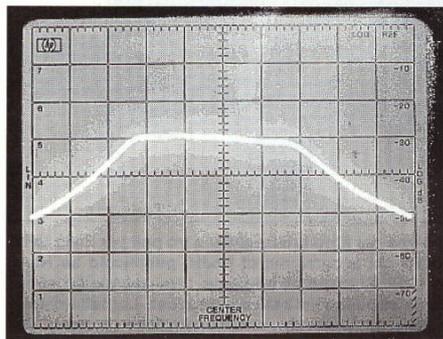
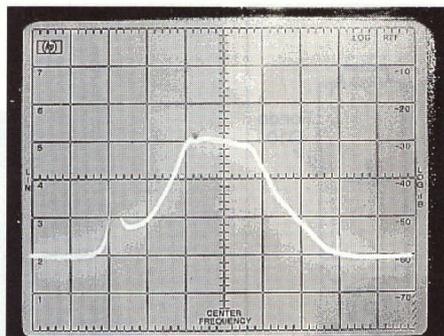


**Fig. 6 • Disposizione dei componenti sul PCB del preamplificatore per 2,3 ÷ 2,4 GHz di WB5LUA. Le isole su cui sono saldati i due terminali di source del GaAsFET ATF-10135 vanno riportate nel piano di massa sottostante. Con la punta di un temperino praticare due tagli passanti sui lati delle isole più vicini al case e segnati in neretto. Infilare un foglietto di rame dello spessore di 0,2 mm e ripiegarlo sull'isola e sul sottostante strato di rame. Saldare sopra e sotto. Si può usare il foglietto ricavato dalla guaina esterna di un cavo 50/20. Le due isole più grandi sono utilizzate nelle versioni autopolarizzate. Sono visibili i due passanti da 1 nF, aggiunti per portare da sotto il +5V al drain ed il -Vg al gate. Lo stub di ingresso va tagliato in corrispondenza delle tacche in base alla frequenza di lavoro. La restante parte va asportata. I bordi del PCB vanno saldati in continuità sui quattro lati della scatola, sopra e sotto. Per ottenere una buona massa, ripiegare un foglietto di rame dello spessore di 0,2 mm fra sopra e sotto, lungo i due lati più lunghi, infilare il PCB nella scatola e poi saldare.**

## Satelliti

**Foto . 5 •** Curva di risposta del filtro interdigitale a tre poli per 2400 MHz. Larghezza di banda a -3dB = 80 MHz. A 150 MHz dal centro banda l'attenuazione sui due fianchi è 30 dB ed a 300 MHz dalla frequenza centrale sale a 60 dB (non visibile a causa del basso livello del generatore). Il ripple è  $\pm 1$  dB, maggiormente accentuato alle frequenze più alte della banda passante.

Center frequency = 2400 MHz  
Scan width = 50 MHz/div  
Filter = 100 Hz  
Vertical division = 10 dB



**Foto . 6 •** Curva di risposta del filtro interdigitale a tre poli per 2400 MHz di KK7B. Il ripple fra inizio e fine banda passante è  $\pm 1$  dB.

Center frequency = 2400 MHz  
Scan width = 20 MHz/div  
Filter = 100 Hz  
Vertical division = 10 dB

Il filtro interdigitale di **fig. 8 e foto 7** è stato realizzato seguendo l'articolo [7] di KK7B. E' molto piccolo, misura soltanto 32 x 31 x 13 mm, ha una perdita di inserzione di circa 1 dB ed un ripple di 1 dB.

La banda passante (**foto 5**) è 80 MHz nei punti a -3 dB. L'attenuazione a  $\pm 100$  MHz rispetto al centro banda di 2400 MHz è 30 dB.

Siccome l'immagine a 2112 MHz dista 288 MHz dal centro banda, la sua attenuazione qui sale a 60 dB. Ciò non è rilevabile dalle **foto 5 e 6** solo perché il livello del generatore di rumore usato al posto del *tracking generator* per ottenere la curva del filtro, è molto basso e supera il «noise-floor» dell'analizzatore di spettro, solo di 30 dB.

La realizzazione originale di questo filtro Chebychev 3° ordine prevedeva tre risonatori realizzati col tubo di rame  $\varnothing$  3,5 mm, ricavato dalla guaina esterna del cavo semirigido UT-141. Le lunghezze fisse dei risonatori non prevedevano alcuna regolazione di accordo. Le tolleranze centesimali troppo ristrette della lunghezza sarebbero state modificate anche dal più sottile strato di stagno in più del dovuto.

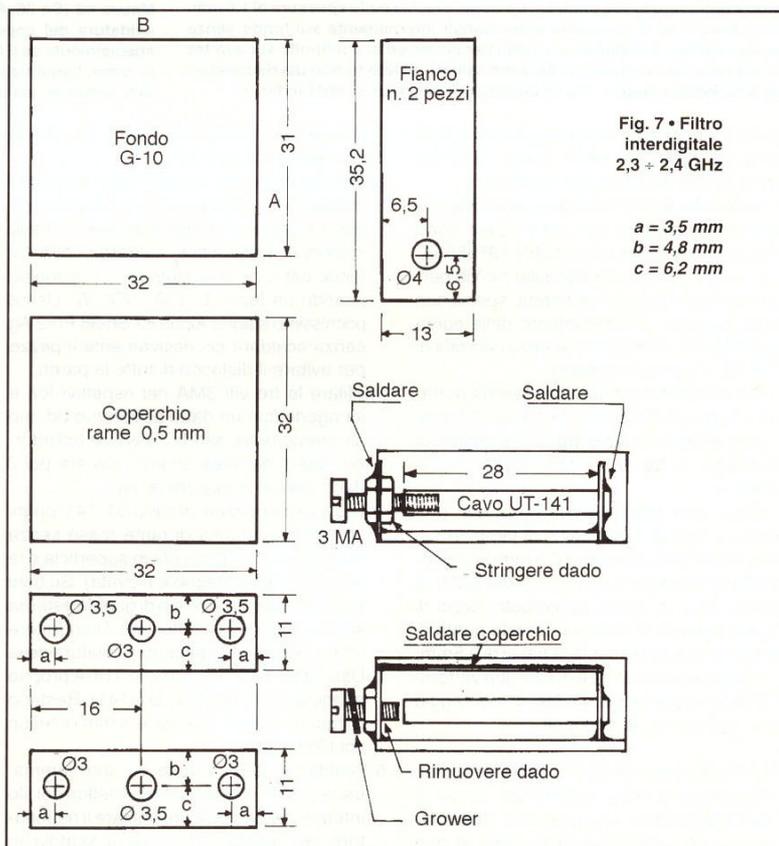
Per evitare di uscire fuori banda, o cadere coi 2400 MHz su un fianco a filtro chiuso e saldato, si è preferito fare i tre risonatori tutti

transverter DB6NT (RR 5/95 pag.23, tab. 1) è 40 dB sotto, e siccome il guadagno del preamplificatore più postamplificatore è praticamente costante sia a 2400 che a 2112 MHz, ne consegue che, senza filtro, la reiezione totale dell'immagine resterebbe pari a quella del transverter, ossia 40 dB. Inserendo invece a valle del postamplificatore il filtro, la cui attenuazione a 2112 MHz è 60 dB, la reiezione totale all'immagine risulta 40 + 60 = 100 dB: un bel miglioramento davvero.

Il secondo compito del filtro è di evitare che segnali forti fuori banda, amplificati in preamplificatori per nulla selettivi, possano arrivare nel mixer del transverter con livelli elevati e battere con i nostri stessi segnali uplink in 70 centimetri od in 2 metri, generando prodotti di intermodulazione del secondo ordine IP2 come descritto in [11].

Ciò potrebbe creare rientri quando si trasmette in uplink. Se in antenna c'è, ad esempio, un segnale forte a 1965 MHz, senza usare filtri, questo segnale arriva amplificato al mixer del transverter. Trasmettendo in uplink a 435 MHz, anche con poca potenza, il nostro segnale, essendo molto forte, potrebbe arrivare direttamente nel mixer creando un prodotto  $IP2$   $1965 + 435 = 2400$  MHz. Ecco dunque il rientro, o l'ascolto, di altri segnali mentre si parla.

Il filtro di banda, limitando la finestra aperta sul mixer a  $\pm 40$  MHz rispetto al centro banda di 2400 MHz (**foto 5**), gioca un ruolo determinante nel miglioramento del punto di intersezione del secondo ordine attenuando questo problema.



**Fig. 7 •** Filtro interdigitale 2,3 - 2,4 GHz

a = 3,5 mm  
b = 4,8 mm  
c = 6,2 mm

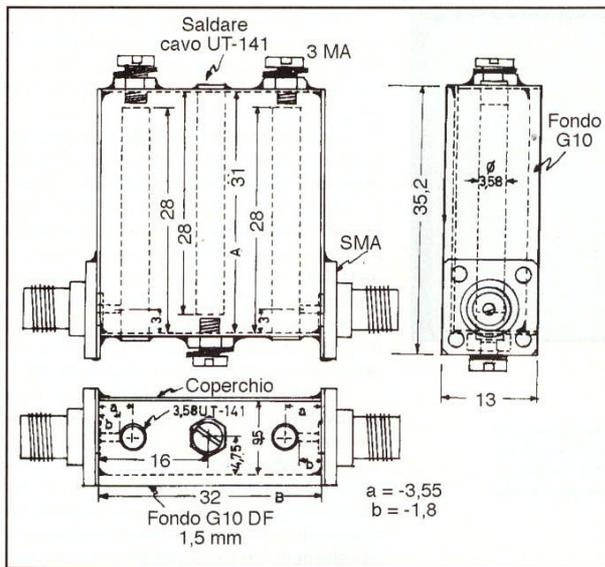


Fig. 8 • Filtro interdigitale a tre poli per 2,3 ÷ 2,4 GHz. Versione modificata dell'originale di KK7B. I risuonatori sono di rame del diametro esterno di 3,58 mm, ricavato dalla guaina del cavo UT-141 e sono privati del conduttore interno e del teflon. Per centrare i risuonatori, avvitare i tre bulloncini da 3 MA infilandoli nell'interno dei tubetti e poi saldare i risuonatori all'esterno. Le flangie dei connettori SMA sono saldate esternamente sui quattro lati. Il fondo è realizzato in vetronite G-10 a doppia faccia dello spessore di 1,6 mm. Tutti i fianchi ed il coperchio sono saldati internamente sul fondo senza lasciare spifferi. Il coperchio si salda per ultimo ed in continuità sui quattro lati. Gli spilli dei connettori SMA sono saldati sul lato freddo dei risuonatori con pochissimo stagno. Per le dimensioni dei pezzi si veda in fig. 7.

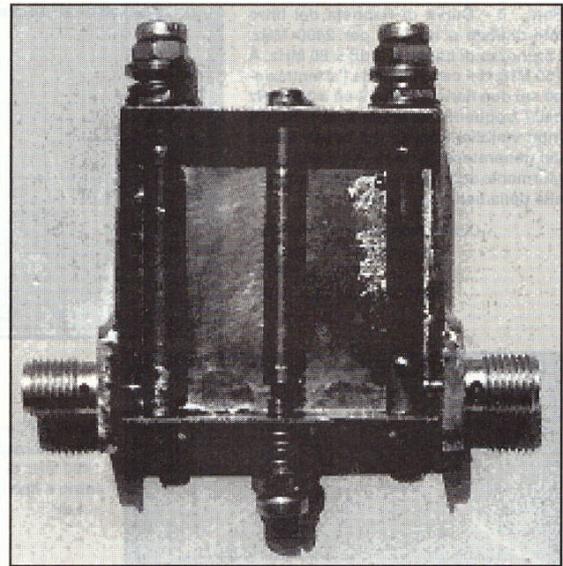


Foto 7 • Vista interna del filtro interdigitale a tre poli per 2400 MHz calcolato da KK7B col programma di N6JH, pubblicato su Ham Radio, gennaio 1985. Rispetto all'originale, i tre risuonatori sono accordati mediante tre bulloncini 3 MA contrapposti. Le molle visibili nelle viti sono state sostituite da rondelle elastiche (grower). Da notare le saldature, effettuate tutte con pochissimo stagno Alpha Metals 62 (Sn 36, Pb 2 Ag) per minimizzare le perdite. Prima della saldatura del coperchio, il filtro va argentato elettroliticamente, specialmente se il lamierino è di ottone. Se è realizzato in lamierino di rame, l'argentatura si può omettere. Le quote sono 32 x 31 x 13 mm, meno di una scatola di cerini.

uguali, più corti di 2mm dell'originale e lunghi perciò 28 mm, ma dotati di viti di ottone contrapposte da 3 MA per l'accordo.

Le foto 5 e 6 mostrano la curva di risposta abbastanza piatta e con poco ripple dopo taratura su analizzatore di spettro HP 8555A.

Il campo di regolazione delle tre viti permette ampie escursioni di banda, specie con quella centrale, e l'ottenimento della curva larga 80 MHz anche su frequenza centrale di 2304 MHz per uso via tropo.

Per questa frequenza è preferibile portare la lunghezza dei tre risuonatori a 28,5 mm.

Seguendo le quote di fig. 7 e gli schizzi di montaggio di fig. 8, la costruzione risulta semplice.

Dopo aver ritagliato con cura, con una forbice o cesoia, tutti i pezzi di lamierino di rame o di ottone, spessore 0,5 mm, si procede alla tracciatura e marcatura dei punti di foratura con un sottile punteruolo, dopo di che si comincia la foratura usando punte di diametro via via crescente, a passi di 0,5mm.

Il fondo della scatola è di comune vetronite G10 a doppia faccia. Le fasi di montaggio sono, nell'ordine, le seguenti.

1) Appoggiare sul tavolo il fondo di vetronite. Accostare ai bordi esterni del fondo le fiancate verticali, una alla volta. Appuntare con un punto di stagno prima le due

fiancate dei connettori SMA e poi quelle dei risuonatori e le viti.

2) Quando le quattro fiancate sono ben posizionate e squadrate, saldare i quattro spigoli fra loro e col fondo. Man mano che la scatola si irrobustisce, saldare i bordi col fondo per tutta la lunghezza in continuità, usando un ferro da 150 - 200 W. Usare pochissimo stagno Alpha 62 Sn-36 Pb-2 Ag senza scaldare eccessivamente il pezzo per evitare il distacco di tutte le pareti.

3) Infilare le tre viti 3MA nei rispettivi fori e stringerle con un dado all'esterno ed uno all'interno della parete. Saldare tutt'intorno i bordi dei dadi esterni. Svitare poi il dado interno e togliere le viti.

4) Tagliare tre pezzetti di cavo UT-141 lunghi 36 mm con guaina di rame rosso senza stagnatura (la RF circola in superficie e la resistività dello stagno è elevata). Su ogni estremo asportare 5 mm di guaina esterna senza tagliare né il teflon, né il conduttore interno (usare un tagliatubi miniatura della Usag da 3 a 16 mm, articolo 314-A proprio adatto al taglio del cavo UT-141). Restano 31mm di guaina esterna e 5 mm di teflon col filo interno.

5) Scaldare leggermente su una fiamma, estrarre con una pinza tutto il teflon col filo interno che non ci serve. Infilare il risuonatore nel rispettivo foro della scatola in

modo che dentro vi restino esattamente 28 mm di tubo. Misurare col calibro dal bordo interno della fiancata. Per centrare il risuonatore avvitare la rispettiva vite di taratura e farla entrare nel tubo per 5 mm. Saldare il risuonatore tutto intorno solo all'esterno della scatola evitando di colare stagno nell'interno. Lo stagno diminuirebbe la lunghezza dei risuonatori e introdurrebbe perdite a RF. Ripetere le operazioni per gli altri due risuonatori. Rimisurare la lunghezza per precauzione; se questa è cambiata, rifare le saldature.

7) Presentare i connettori SMA nei rispettivi fori e limare lo spillo in modo che, accorciato, tocchi pari sui risuonatori. Ravvivare con pochissimo stagno i punti dei risuonatori dove poi verrà lo spillo. Saldare tutto intorno i bordi delle flangie dei connettori SMA. Quelli dorati sono saldabili, quelli di acciaio inox non si saldano e non c'è spazio per avvitarli. Da ultimo, saldare i due spilli usando un saldatore da 150 - 200 W e pochissimo stagno (foto 7). Questa saldatura richiede una certa perizia perché i risuonatori, essendo vicini al fondo, dissipano calore sulle pareti della scatola impedendo la fusione dello stagno. Se il saldatore è di bassa potenza, occorre preriscaldare la scatola sulla fiamma a gas. Se si usa troppo stagno si accorcia la

lunghezza della presa sul lato freddo del risuonatore che è solo 3 mm dal fondo, oppure si fa un corto con una goccia.

8) Argentare elettroliticamente tutto il filtro montato, compreso il coperchio. Se ciò non fosse possibile, chiudere appuntando il coperchio a stagno con precisione sui quattro lati, dopo di che fare la saldatura continua sui quattro bordi senza lasciare spifferi. Scaldando troppo c'è il rischio che il filtro collasi su tutte le saldature. Alla fine montare le tre viti con rondelle elastiche e controdadi.

9) Disponendo di analizzatore di spettro e tracking-generator, tarare i tre bulloncini a centro banda 2400 MHz, cercando di ottenere una risposta piatta su 80 MHz come nelle **foto 5 e 6** o meglio, e col minimo ripple e fianchi simmetrici. Se il tracking fino a 2400 MHz non c'è, come nel mio caso, si può usare la testina di un generatore di rumore senza attenuatore di uscita la cui ENR è mediamente 34 dB amplificando ulteriormente di 20 dB con un MAR-6 e un MAR-3 in cascata, come descritto in [24] Chapter 7 pag. 38. Usando l'analizzatore col filtro video a 100 Hz, il rumore non si vede più e resta la traccia ben definita della curva come in **foto 6**. Se poi l'analizzatore non c'è, si otterranno comunque buoni risultati tarando il filtro in opera a 2400 MHz per il massimo rumore in uscita. Non c'è pericolo di tarare il filtro sull'immagine perché l'accordo non scende a 2112 MHz nemmeno con le tre viti tutte inserite. Durante la taratura ruotare le viti coi controdadi abbastanza stretti sulle rondelle elastiche e da ultimo stringerli a fondo, controllando che la curva non abbia subito variazioni. Il sistema delle molle che si vedono nelle viti in **foto 7** non è affidabile nel tempo e perciò queste sono state sostituite con rondelle spaccate.

L'uscita del filtro (fig. 1 RR 11/95), va collegata all'ingresso del transverter a 2400 MHz di DB6NT mediante una curva in cavo UT-141. Il filtro è stato tarato su 50 Ω puramente resistivi rappresentati da un attenuatore fisso da 10 dB posto in ingresso e da quello da 10 dB dell'analizzatore posto in uscita. In pratica, dovendo collegare il filtro fra uscita postamplificatore e ingresso transverter, si verifica che, a frequenze sotto e sopra la risonanza di 2400 MHz, il filtro fa vedere dei carichi reattivi sia al postamplificatore che al transverter. Nel mio caso il transverter autooscilla.

L'ideale sarebbe inserire fra questo e il filtro una terminazione resistiva da 50 Ω a larga banda a bassa perdita di inserzione come descritto su RR 10/95 pag. 24 che però è difficile da realizzare a queste frequenze.

Per eliminare l'autooscillazione è stato necessario inserire per forza un attenuatore fisso SMA da 2 dB che, pur introducendo

attenuazione, aiuta a terminare il transverter su 50 Ω. L'effetto negativo è quello di ridurre di 2 dB il guadagno del postamplificatore, o se vogliamo di lasciare il guadagno a 20 dB e aumentare la NF del transverter da 1,5 a 3,5 dB.

Come si vede però dai calcoli di **fig. 1**, essendo l'attenuatore al sesto membro dell'equazione ( $F_{tot}$ ), la sua presenza degrada la NF totale del sistema solo di frazioni di decibel e perciò l'uso dell'attenuatore è giustificato senza remore.

## Comportamento del sistema

Nonostante l'elevata sensibilità, non si sono riscontrati rientri trasmettendo contemporaneamente anche con potenze ragguardevoli in 2 metri, 70 cm (K2R1W) e 1270 MHz. Molto di ciò è dovuto all'uso del filtro passabanda a 2400 MHz che aiuta nella reiezione dei prodotti di intermodulazione del 2° ordine  $f_1 + f_2$  ed  $f_2 - f_1$ .

Purtroppo, nel Golfo di Napoli esiste almeno un centinaio di potenti emittenti FM e TV installate sulla cresta del monte Faito, a circa 18 km dal mio QTH. Molte antenne di tali emittenti, per irradiare verso Napoli, sono orientate sulle mie che si trovano a mezza via sulla stessa direttrice.

Orientando la parabola da Ø 1,2 metri a 2400 MHz sulla cresta del monte con 4° di elevazione, ed entro una variazione azimutale di ±10°, entra una portante fortissima a 2401 MHz di livello -85dBm, più una miriade di segnali, frammisti a rumore bianco (RR 3/94 - pag. 32) che, essendo irradiati in banda da ricevere non è possibile attenuare.

In questa situazione, trasmettendo in 70cm nell'unico giorno in cui Oscar 13 è in quella direzione a 5° di elevazione, il mio segnale uplink, essendo di livello molto forte sull'illuminatore a 2400 MHz, trova i preamplificatori già sovraccaricati da tutti questi segnali e perciò intermodula con qualcuno di loro, rendendo il mio ritorno a 2400 MHz dal satellite leggermente strappato.

Per eliminare il problema bisogna ridurre potenza uplink o rinunciare a lavorare il satellite in quella direzione. A queste frequenze il preamplificatore e il postamplificatore non hanno certo un punto di intersezione del terzo ordine IP3 elevato e perciò intermodulano facilmente.

Fortunatamente a 2400 MHz le nostre antenne sono molto direttive e quindi il fascio molto stretto contribuisce notevolmente, più che i circuiti, ad aumentare la selettività di ingresso del ricevitore per cui al di sopra di 10° di elevazione è possibile attenuare enormemente l'intensità dei segnali di origine terrestre compreso il rumore a 290 K.

Questo fatto, unito alla attuale scarsa occupazione di banda, non ci obbliga al momento ad aumentare IP3, come invece è necessario fare in 2 metri per ricevere AO-13

in Modo-B. Chi vive lontano dalle grandi città non si ponga perciò questi problemi.

A chi si trova nelle mie stesse condizioni, fortemente irradiato su 360° di azimuth da ogni tipo di segnali FM e TV che arrivano con 700 - 800 μV con l'antenna interna, e fino a qualche gigahertz per via dei radar marittimi ed aeronautici, va detto che i risultati conseguiti senza subire desensibilizzazione, intermodulazione, rientri o rumore bianco con l'antenna in tutte le direzioni azimutali al di sopra di 10° di elevazione sono stati superiori a qualunque aspettativa.

(Continua.5)

## Bibliografia

- [1] «Simple low-noise Microwave Preamplifier» by Al Ward WB5LUA • QST - May 1989 - pag. 31.
- [2] «Semplici preamplificatori a basso rumore per 5 e 10 GHz» di Davide Cardesi I1DDS • RR12/91.
- [3] «Low noise Amplifier for 2304 MHz using the HP-ATF-36077 PHEMT Device» by Al Ward WB5LUA • Proceedings of Microwave Update 94 ARRL Order N° 4866. \$ 12.
- [4] «Microwave LNA Update» by Al Ward WB5LUA • Proceedings of Microwave Update 89, pag. 24 ARRL Order N° 2529. \$ 12
- [5] «The ARRL UHF/Microwave Experimenter's Manual» Cap.7 pag. 55-64, ARRL Order N° 3126 - \$ 20.
- [6] «Stazione Terrena per il Transponder Modo-S di Oscar-13» di Domenico Marini I8CVS • RR 10/94 e RR 11/94.
- [7] «A Clean Microwave Local Oscillator» by R. L. Campbell KK7B • Proceedings of the 1296 and 2304 MHz Conference, Estes Park. Co. Sept. 1985.
- [8] «Mode-S Receive Converter» by Zack Lau, KH6CP/1 • QEX July 1994 - Pag. 25.
- [9] «Designing a High-Performance 13 cm Preamp» by Zack Lau KH6CP/1 • QEX Nov. 93 - pag. 20
- [10] «Ein Mode-S-Konverter» by Mirek Kalsals, OK2AQK • Amsat-DL Journal, 4/93.
- [11] «Non dimentichiamoci dell'intercetta del Secondo Ordine» di Alessandro Santucci I0SKK • RR 3/95
- [12] «Receiver Noise Figure, Sensitivity and Dynamic Range. What the Numbers mean» by James R. Fisk, W1DTY • Ham Radio Magazine October 1975.

### Surplus nuovo e usato vendo:

quarzi, strumenti di misura da pannello, bobine ceramiche, bobine RF e medie frequenze, condensatori variabili, compensatori, impedenze RF, Transistors, circuiti integrati, toroidi amidon, fet e mosfet, alimentatori, strumentazione varia, resistenze, commutatori, connettori usati e nuovi, diodi zener, valvole, libri, ecc. Chiedere lista inviando 3 francobolli da L. 750 per spese spedizione a: Bruni Vittorio IOVBR Via Mentana 50-31 05100 TERNI

## Stazione Up-Down Modo-S per Phase 3-D

**Q**UESTO articolo riguarda le misure effettuate sulla stazione uplink-downlink per Phase 3-D descritta nelle cinque precedenti puntate. Le misure sono molto semplici e stimolanti, perché con tutte le limitazioni e imprecisioni che comportano forniscono un quadro abbastanza attendibile sull'efficienza del sistema.

In questa puntata sul modo-S non si usa il cacciavite, ma i numeri: niente allarmi però, sono le quattro operazioni e poco più, dove tutti siamo bravi facendo lavorare la macchinetta calcolatrice. Le misure ci permettono di verificare se i nostri concetti sulla fisica delle telecomunicazioni sono esatti e semmai di modificarli e rivederli, raffrontando le nostre idee con quelle dei colleghi più esperti.

L'importante non è l'esattezza del decimale ma il concetto della misura e di parlarne fra noi.

William Thomson, oggi più noto come Lord Kelvin, scriveva: «*lo affermo che quando voi potete misurare ed esprimere in numeri ciò di cui state parlando, solo allora saprete effettivamente qualcosa; ma quando non vi è possibile esprimere numericamente l'oggetto della vostra indagine, insoddisfacente ne è la vostra conoscenza e scarso il vostro progresso dal punto di vista scientifico*».

## Scopo delle misure

Utilizzando un sistema ricevente a 2400 MHz con NF = 0,98 dB e parabola da 1,2 metri si possono effettuare facilmente interessanti misure di sensibilità. I nostri generatori di segnale esistono in natura e sono il Sole e la Terra, di cui possiamo ricevere il rumore nello spettro radioelettrico.

L'energia irradiata dal Sole sotto forma di onde elettromagnetiche è un segnale incoerente, nel senso che è ricevibile sotto forma di rumore o soffio, la cui energia è sotto il continuo monitoraggio di molti istituti di ricerca, fra cui il più importante si trova ad Ottawa nell'Ontario (ma ne abbiamo anche uno in Italia a San Vito).

Anche la Terra, essendo un corpo caldo a temperatura ambiente, emette lo stesso tipo di rumore di cui si conosce la potenza, giacché si conosce la temperatura ambiente di 290 K (17 °C) a cui si trova.

Si può giudicare la sensibilità del sistema ricevente misurando l'intensità dell'energia che siamo in grado di raccogliere e ricevere dal Sole (maggiore = migliore).

Misurando l'aumento di rumore che si ottiene puntando l'antenna sul Sole, rispetto al rumore ricevuto quando l'antenna è puntata in una zona calma del cielo, si hanno degli elementi di valutazione della sensibilità del ricevitore.

E' ovvio che se possiamo esprimere con dei numeri la potenza di rumore all'uscita del ricevitore nei due casi e se conosciamo la potenza di rumore del Sole, è possibile verificare se il rumore generato dal ricevitore è pari a quello misurato con gli strumenti di laboratorio.

## Preparazione delle misure

Abbiamo misurato la NF e quindi conosciamo la temperatura equivalente di rumore  $T_e$  del ricevitore. Giacché il guadagno G dell'antenna è noto, per fare la misura ci resta da conoscere il valore dell'intensità di flusso F emesso dal Sole. Il valore di F è trasmesso giornalmente dalla WWV su 15 MHz ai 18 e 45 minuti di ogni ora, ma si può ricevere anche via PacketCluster o Internet: **gopher://proton.sel.noaa.gov:70/11/lists/radio**

Le misure si fanno misurando il livello di rumore sulla B.F. del ricevitore e tenendo per livello di riferimento di 0 dB il rumore ricevuto con l'antenna a 90° di elevazione. Quando spostiamo l'antenna verso il Sole, se riusciamo a misurare un aumento di rumore, siamo già sulla buona strada. Ora bisogna convertire questi due rumori in due tensioni.

Per misurare linearmente piccole variazioni di tensione sul jack delle cuffie, bisogna escludere il controllo automatico di guadagno AGC del ricevitore il cui compito è esattamente il contrario di quanto ci serve, perché è quello di tenere circa costante il volume di B.F. all'aumentare del livello del segnale di ingresso. In ciò è avvantaggiato chi usa convertitori e RX HF che hanno tutti AGC escludibile.

Purtroppo non sempre i ricevitori all-mode per VHF/UHF hanno questa funzione, ma seguendo le indicazioni di I5TDJ su RR 5/94 pag. 84, si può ovviare all'ostacolo facendo lavorare il ricevitore anche con AGC.

Per misurare esattamente piccole variazioni di tensione, con bassi livelli di segnale in ingresso, il ricevitore deve lavorare in

modo lineare e perciò in SSB, che impiega il rivelatore a prodotto. Il rivelatore AM non è adatto perché il diodo non è lineare ai bassi livelli in prossimità del ginocchio inferiore.

Per ottenere misure accettabili, il guadagno del ricevitore deve rimanere costante nel tempo e, nel nostro caso, il più che si possa fare è l'uso di alimentatori stabilizzati ed un buon preriscaldamento di tutti i componenti prima delle misure. Utile risulta inserire il Noise-Blanker. Non disponendo di alcuno dei circuiti fra quelli proposti in [2] da I5TDJ per la misura del rumore del Sole, tutti possediamo almeno un tester ICE 680-R da collegare all'uscita audio del ricevitore in un punto ad alta impedenza con fondo scala di 2 V a.c. Gli RX HF hanno tutti un'uscita ad alta Z per l'antitrip del VOX.

Se questa non c'è, si può recuperare un trasformatore di uscita da un vecchio RX a valvole e collegare il secondario, che andava all'altoparlante, alla presa delle cuffie. Il primario con Z di circa 5000 Ω va al tester come in fig. 2 o 3 pag. 84 RR 5/95. In tal modo le tensioni audio sono più alte e facili da misurare.

## Esecuzione delle misure

La procedura è semplice. Poniamo al massimo il guadagno di BF (volume) ed al minimo quello di RF. In queste condizioni il ricevitore è muto.

Orientiamo l'antenna a 90° di elevazione.

Il guadagno RF va aumentato quanto basta a leggere una tensione che per comodità di misura regoliamo ad 1 V e che da ora in poi rappresenta il riferimento 0 dB.

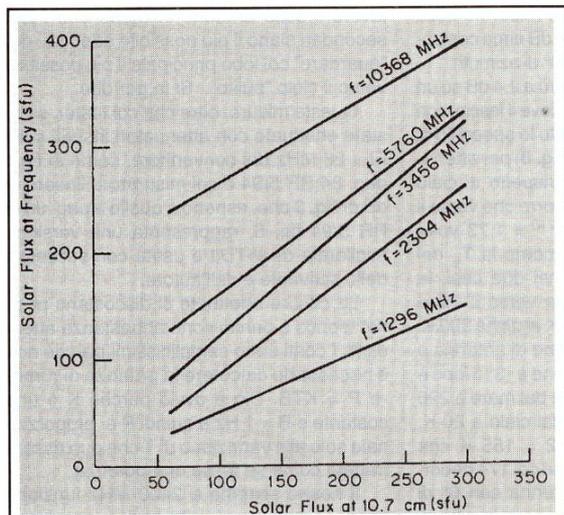
Col programma di tracking calcoliamo la posizione del Sole. Gli elementi kepleriani del Sole non invecchiano mai e, anzi, permettono di verificare se azimuth ed elevazione della parabola sono esatti.

Posizionando l'antenna dove indica il computer, l'ombra dell'illuminatore deve cadere in quel momento al centro della parabola, e se no lavorare velocemente di chiave inglese finché ciò avvenga.

Non insistere troppo tempo con la parabola sul Sole perché, se questa è lucida e riflettente, si potrebbe cuocere il preamplificatore posto nel suo fuoco.

Con l'antenna allo zenith (90°), cioè al nostro riferimento di "cielo freddo", la resistenza di radiazione dell'antenna vede una temperatura equivalente di rumore  $T_a$  che a 2400 MHz è circa 20 K. Siccome l'illuminatore guardando lo specchio, riceve anche al di fuori dei bordi una parte di rumore della Terra a 290 K (17 °C), nel caso in esame (vedremo perché)  $T_a$  risulta circa 70 K.

Spostando l'antenna sul Sole, l'aumento di rumore (soffio) è tanto maggiore quanto più grande è il diametro della parabola, ossia G, e quanto minore è la NF totale del sistema, ossia la sua temperatura equivalente di rumore  $T_e$ . La temperatura equivalente di rumore  $T_a$  dell'antenna puntata sul Sole au-



**Fig. 1 •** In ascissa il flusso solare F a 2800 MHz trasmesso dalla WWV su 15 MHz ai minuti 18 e 45 di ogni ora. In ordinata i valori corrispondenti per le bande radiantistiche da 23 a 3 cm, elaborati da W8MIF.

basso del ciclo dell'attività solare che nei momenti di massimo ha un F di 300 (fig. 1).

In questo periodo di bassa attività, F è abbastanza costante, ma nei periodi di grande attività varia notevolmente anche nell'arco della giornata, per cui è necessario monitorare costantemente la WWV.

menta con l'aumentare di G; ma quando, a forza di aumentare il guadagno, il suo fascio diventa stretto quanto l'angolo di circa 0,5° sotteso dal Sole,  $T_a$  non aumenta più.

Ciò è evidente: quando il Sole è stato risolto, l'energia raccolta dalla bocca dell'antenna proviene solo dal Sole e anche stringendo ulteriormente il lobo proviene da zone alla stessa temperatura all'incirca.

### Esecuzione dei calcoli

Le caratteristiche del ricevitore sono:

NF = 0,98 dB, da cui il fattore di rumore:  
 $F = 10^{0,98/10} = 1,25$

e la temperatura equivalente di rumore è  
 $T_e = (1,25 - 1) \times 290 = 72 \text{ K}$

Puntando l'antenna ad elevazione 90° la potenza di rumore all'uscita BF del ricevitore è proporzionale alla temperatura di rumore  $T_e$  del ricevitore più quella  $T_a$  dell'antenna al cielo freddo, ossia

$$T_{\text{sis}} = T_a + T_e = 70 + 72 = 142 \text{ K (fig. 4)}$$

Prima di puntare l'antenna sul sole bisogna aggiornarsi sul valore del flusso solare F.

Il valore di F trasmesso oggi dalla WWV e riferito alla frequenza standard di 2800 MHz è 75. Questo è un valore molto basso perché ci troviamo in un momento molto

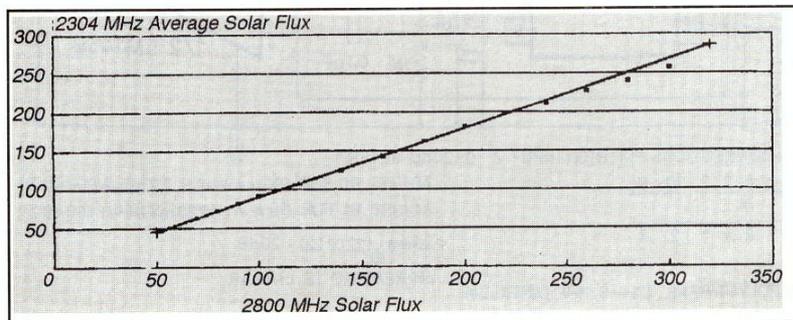
Il valore di F è espresso in SFU = Solar Flux Units ed è tanto maggiore quanto più alta è l'attività solare legata al numero delle macchie e alla temperatura della corona.

Il valore di F varia con la frequenza per cui quello standard a 2800 MHz trasmesso dal Geophysical Data Center va convertito nelle bande radiantistiche con l'ausilio dei grafici (fig. 1) elaborati da W8MIF e (fig. 2) da WR01.

Il flusso F esprime la potenza di rumore a 2800 MHz che arriva su ogni metro quadrato di area di cattura dell'antenna e per ogni hertz di banda. Trattasi di una potenza piccolissima. Un flusso F = 1 significa una potenza di  $10^{-22} \text{ W / m}^2$  per Hz che vuol dire un decimillesimo di miliardesimo di miliardesimo di watt per ogni hertz di banda passante del nostro ricevitore.

Anche se la BW del nostro RX è 2400 Hz e se F = 75 la potenza resta talmente piccola che il ricevere rumore dal Sole vuol dire avere buona antenna e buon RX.

L'unità che usano i radioastronomi è diecimila volte più piccola di un SFU e si chiama Jansky, vale  $10^{-26} \text{ W / m}^2$  per Hz e si chiama così in memoria di Karl Jansky, che nel lontano 1931 scoprì casualmente l'esistenza di "radiodisturbi" (rumori provenienti dalla nostra Galassia a 20,5 MHz).



Col diagramma in fig. 2 intersechiamo 75 in ascissa con la retta 2304 MHz. Il valore di F in ordinata risulta circa 70.

Puntando l'antenna sul Sole, la potenza di rumore (espressa in watt) raccolta dallo specchio è proporzionale alla sua area di cattura, ossia al guadagno.

La parabola da  $\emptyset$  di 1,2 metri guadagna 28 dBi, per cui  $10^{28/10} = 631$  volte.

Questa potenza è disponibile ai capi della resistenza di radiazione ed è pari a  $P = KTB$ .

Per ricavare direttamente T o meglio la  $T_a$  che la resistenza di radiazione dell'antenna assume quando è puntata sul Sole useremo la formula semplificata riportata in (1), ma che deriva da una rigorosa dimostrazione matematica che non è il caso di riportare per non distrarre l'attenzione dalla misura.

$$T_a = \frac{F G \lambda^2}{3,468} \quad (1)$$

dove:

$T_a$  = Temperatura equivalente dell'antenna puntata sul Sole;

F = Flusso solare in SFU a 2800 MHz corretto per la banda da ricevere col diagramma di fig. 1 o fig. 2;

G = Guadagno dell'antenna in rapporto (28 dB = 631 volte)

$\lambda$  = Lunghezza d'onda in metri

3,468 = Costante

Sostituendo i numeri si ottiene:

$$T_a = 70 \times 631 \times 0,015625 : 3,468 = 200 \text{ K}$$

Il lobo di antenna è largo 6°, ossia 12 volte maggiore di quello sotteso dal Sole che è circa 0,5° (varia da 0,52° in estate a 0,54° in inverno), per cui l'antenna, oltre al Sole, vede anche il cielo a 70 K.

Con l'antenna sul Sole, la potenza di rumore all'uscita BF RX è perciò proporzionale alla somma della temperatura di rumore  $T_e$  del ricevitore = 72 K, più quella del cielo freddo = 70 K, più quella raccolta dal Sole = 200 K e quindi (fig. 5):

$$T_{\text{sis}} = 72 + 70 + 200 = 342 \text{ K}$$

Il rapporto fra questa temperatura e  $T_{\text{sis}} = 142 \text{ K}$  (che il sistema aveva con l'antenna puntata sul cielo freddo) è:

$$342 / 142 = 2,41 \quad \text{e} \quad 10 \log_{10} 2,41 = 3,8 \text{ dB}$$

Se il calcolo di  $T_a$  che abbiamo fatto è esatto dobbiamo misurare, all'uscita BF del ricevitore, un rapporto fra le tensioni  $V_2/V_1$  ( $V_2$  sul Sole e  $V_1$  sul cielo) tale che soddisfi lo stesso valore in dB (fig. 5).

Il rapporto misurato risulta 1,5 V / 1 V = 1,52, per cui  $20 \log_{10} 1,52 = 3,63 \text{ dB}$ .

Con la misura siamo molto vicini al calcolo, ma non esattamente.

**Fig. 2 •** In ascissa il flusso solare F a 2800 MHz trasmesso dalla WWV e corretto a 2304 MHz da WR01.



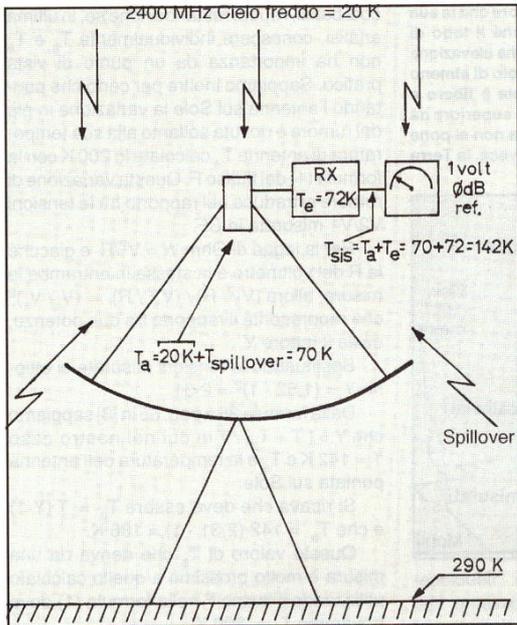
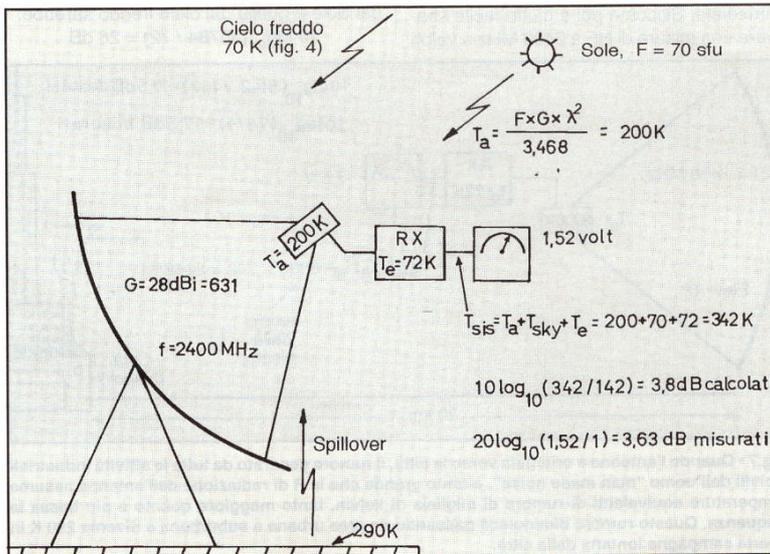


Fig. 4 • Puntando l'antenna allo zenith (90°) si misura il livello di riferimento di 0 dB. Orientando l'antenna verso il Sole o la Terra si misura un livello superiore. Il rapporto fra i due livelli fornisce indicazioni sulla sensibilità del ricevitore. Se il riferimento di 0 dB è 1 V, le operazioni sono più semplici.

Fig. 5 • Calcolando la temperatura equivalente di rumore  $T_a$  che la R di radiazione dell'antenna assume quando è orientata sul Sole e rapportandola alla  $T_a$  che la stessa R assume quando l'antenna è orientata in una zona poco rumorosa del "cielo freddo", si può ricavare la temperatura equivalente di rumore  $T_{sis}$  del sistema ricevente che a parità di antenna è tanto più bassa (cioè migliore), quanto maggiore è questo rapporto.



## Cifra di merito G/T

Le prestazioni di ogni sistema ricevente sono funzione di due variabili. Il guadagno  $G$  di antenna (maggiore = migliore) e la temperatura equivalente di rumore  $T_e$  del ricevitore (minore = migliore).

Il rapporto fra il guadagno  $G$  e la temperatura  $T_e$  fornisce un numero che esprime la sensibilità del sistema (maggiore = migliore).

Il sistema in questione ha un'antenna con  $G = 28 \text{ dBi} = 631$  volte ed un  $T_{sis} = 142 \text{ K}$  con l'antenna rivolta al cielo freddo dove si trova il satellite.

Il rapporto  $G/T$  di questo sistema è:  
 $G/T = 631/142 = 4,44$

oppure, se vogliamo,

$$G/T = 10 \log_{10} 4,44 = 6,5 \text{ dB}$$

Il rapporto  $G/T$  minimo sperimentato per ricevere Oscar-13 in modo-S è  $0,5 = -3 \text{ dB}$ .

Ciò vuol dire che su Oscar-13 possiamo usare anche una parabola più piccola di 1,2 metri, oppure la stessa parabola con un ricevitore a NF maggiore di 0,98 dB, purché il rapporto  $G/T$  rientri nel minimo richiesto. Il rapporto ottimale richiesto dall'Amsat per AO-13 in modo-S è  $G/T = 2 = +3 \text{ dB}$ .

Se vogliamo calcolare quale deve essere il rapporto  $G/T$  per il downlink a 2400 MHz di Phase-3D, che dovrebbe essere in orbita per dicembre 96, basta consultare la tab. 3, downlink, a pag. 46 di RR 3/95. Nella colonna 2400 MHz si legge che l'Amsat specifica per la stazione terrena un  $T_{sis} = 300 \text{ K}$  ed una parabola  $\varnothing 60 \text{ cm}$  con  $G = 20 \text{ dBi} = 100$  volte.

Allora  $G/T = 100/300 = 0,33 = -4,8 \text{ dB}$ .

Inserendo questo valore nel mio sistema con  $T_{sis} = 142 \text{ K}$ , ricavo che per P-3D mi basterebbe un'antenna con  $G = T \times 0,33 = 142 \times 0,33 = 47$  volte e cioè 17 dB.

Questo guadagno a 2400 MHz si può ottenere con una yagi lunga circa  $6 \lambda = 75 \text{ cm}$  oppure con un'elicoidale da 20 spire od una parabola da 25 cm di diametro. Ammesso però di voler usare sempre la parabola da 1,2 metri, la temperatura del sistema potrebbe salire a  $T_{sis} = G/0,33 = 631/0,33 = 1912 \text{ K}$ .

Togliendo a  $T_{sis}$  la temperatura del cielo  $T_a = 70 \text{ K}$ , si ottiene la temperatura equivalente di rumore del solo ricevitore  $T_e = 1842 \text{ K}$ , da cui si può risalire alla sua cifra di rumore NF.

Siccome il fattore di rumore  $F = (T/290) + 1$ , sostituendo i numeri si ottiene:

$$F = (1842/290) + 1 = 6,35$$

$$\text{e } 10 \log_{10} 6,35 = 8 \text{ dB}$$

Con questa parabola  $\varnothing 1,2$  metri il preamplificatore per Phase-3D è inutile e basterebbe un transverter commerciale tipo SHF-2304-B della Down East Microwave con  $NF = 4 \text{ dB}$  montato sul retro della parabola.

Usando lo stesso procedimento, conoscendo il  $G/T$  specificato dall'AMSAT per un dato transponder, è possibile stabilire il  $G$  di antenna associato alla NF che serve nel nostro sistema.

Se qualcuno però avesse in mente di migliorare il rapporto  $S/N$  di Oscar-13 in Modo-S a 2400 MHz usando per dire, un disco da  $\varnothing 7$  metri da EME con  $G = 41 \text{ dB} = 12500$  volte e un RX a bassissima NF con un  $T_{sis} = 100 \text{ K}$  perderebbe tempo e rimarrebbe deluso. Vediamo perché.

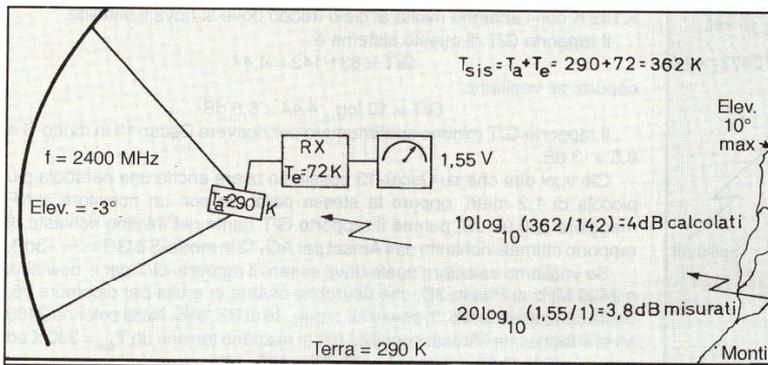
In questo caso il rapporto  $G/T$  sarebbe  $12500/100 = 125 = 21 \text{ dB}$ , ossia 15 dB migliore del mio sistema preso ad esempio

In questo caso il segnale di AO-13 sarebbe certo più forte, ma non migliore in rapporto  $S/N$  e quindi in comprensibilità.

In buona sostanza, invece di montare un disco da 7 metri avremmo ottenuto lo stesso risultato alzando semplicemente il volume BF del ricevitore.

Perché aumentando il guadagno di antenna il

**Fig. 6 •** Quando l'antenna è orientata verso la terra, la temperatura equivalente di rumore che la sua R di radiazione assume è pari alla temperatura ambiente di 290 K (17°C). Affinché il lobo di radiazione largo 6° sia riempito completamente dalla radiazione della Terra, occorre una elevazione negativa di almeno 17°. Se all'orizzonte ci sono colline (290 K) che sottengono un angolo di almeno 10° una elevazione di -3° è sufficiente a escludere il cielo dal lobo. Se l'orizzonte è libero e l'elevazione è 0°, il lobo è riempito per metà dalla radiazione della Terra e per la metà superiore da quella del cielo e la misura della radiazione della Terra è falsa. A 144 MHz il problema non si pone perché la temperatura della terra e del cielo sono circa uguali a 290 K. A 2400 MHz invece, la Terra è a 290 K e il cielo a 20 K.



rapporto S/N dal satellite non migliora? Non migliora perché c'è il trucco.

Con la parabola più grande si guadagna, è vero, sul segnale ma si guadagna anche sul rumore generato proprio dal transponder, che viene irradiato dal satellite insieme al segnale e che si sente già con un disco da 60 cm. Questo rumore, che nasce già sovrapposto al segnale in partenza, limita la sensibilità del sistema ricevente terreno e così, anche aumentando il guadagno di antenna, il rapporto S/N resta costante.

Usando poi una parabola da 7 m le complicazioni di tracking sarebbero maggiori dovendo inseguire AO-13 con un fascio stretto appena 1,5° a -3 dB anziché 6° del disco da 1,2 metri. Non sempre ciò che sembra migliore è uguale a maggiore.

### Considerazioni riassuntive

Quando puntiamo l'antenna ad elevazione 90°,  $T_{sis} = 142$  K, pari alla somma della  $T_e$  del ricevitore più la  $T_a$  del cielo freddo.

Puntando l'antenna con fascio di 6° sul Sole, la parabola "vede" nel suo fascio una notevole porzione di cielo intorno al Sole perché questo sottende un angolo poco più di 0,5° (Rif. 4 pag. 6, fig. 46). Con l'antenna sul sole  $T_{sis} = 142 + 200 = 342$  K.

Si nota subito che i 142 K ci sono sempre, sia con l'antenna a 90° che sul Sole. Ne deriva che il rapporto di 3,8 dB del rumore misurato sul Sole non cambia se questi 142 K sono associati in proporzione maggiore o minore al ricevitore o allo "spillover" dell'antenna. Siccome il valore di  $T_a$  del Sole, ricavato dalle misure, concorda abbastanza bene con quello calcolato con la formula (1) del flusso, si deduce per differenza che i 142 K sono effettivamente la somma della temperatura  $T_e$  del ricevitore più quella di antenna puntata al cielo freddo.

Giacché abbiamo misurato "fiduciosamente" col PANFI la NF del ricevitore che risulta 0,98 dB, pari a 72 K, si deduce per differenza che individualmente la temperatura di antenna  $T_a$  puntata a 90° deve essere  $142 - 72 = 70$  K.

Se però l'antenna fosse davvero migliore di quanto ricaviamo indirettamente e se la sua  $T_a$  fosse effettivamente 20 K, come dovrebbe essere, allora vorrebbe dire che la  $T_e$  del nostro RX sarebbe  $142 - 20 = 122$  K.

Sappiamo che il fattore di rumore  $F = (T/290) + 1$ , per cui  $F = (122/290) + 1 = 1,42$  da cui  $NF = 10 \log_{10} 1,42 = 1,52$  dB.

Se l'antenna fosse buona davvero, avremmo un PANFI che misura 0,98 dB, invece di 1,52 dB, il che imporrebbe una calibrazione immediata. Siccome poi è molto facile sbagliare una misura di NF a 2400 MHz a valori

così bassi, i dubbi restano anche se, in ultima analisi, conoscere individualmente  $T_a$  e  $T_e$  non ha importanza da un punto di vista pratico. Sappiamo inoltre per certo che puntando l'antenna sul Sole la variazione in più del rumore è dovuta soltanto alla sua temperatura di antenna  $T_a$  calcolata in 200 K con la formula (1) del flusso F. Questa variazione di rumore si traduce nel rapporto fra le tensioni  $V_2/V_1$  misurate in BF.

Per la legge di Ohm  $W = V^2/R$  e giacché la R del voltmetro è la stessa in entrambe le misure, allora  $(V_2^2/R) / (V_1^2/R) = (V_2/V_1)^2$  che rappresenta il rapporto fra due potenze, ossia il fattore Y.

Sostituendo le tensioni misurate si ottiene  $Y = (1,52 / 1)^2 = 2,31$

Dalla formula 25 a pag. 65 in [3] sappiamo che  $Y = (T + T_a) / T$  in cui nel nostro caso  $T = 142$  K e  $T_a$  è la temperatura dell'antenna puntata sul Sole.

Si ricava che deve essere  $T_a = T(Y-1)$  e che  $T_a = 142(2,31 - 1) = 186$  K.

Questo valore di  $T_a$  che deriva da una misura è molto prossimo a quello calcolato utilizzando il flusso F nella formula (1) dove trovammo  $T_a = 200$  K.

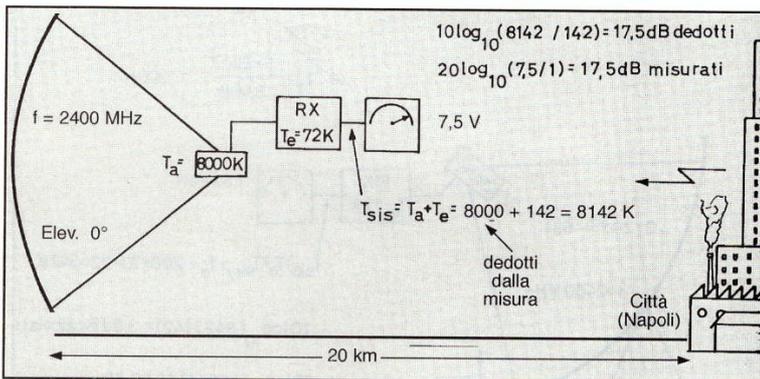
Sappiamo inoltre che il fascio dell'antenna è 6° (RR 9/95 pag. 52) e quello sotteso dal Sole è poco più di 0,5°.

Con la formula 24 a pag. 65 in (4) che si riferisce ad angoli solidi (v. Nota 1), inserendo il  $T_a$  da noi misurato si ricava che la temperatura effettiva della sorgente sole con un flusso di 70 è:  $T_e = (6^2 / 0,5^2) \times 186 = 26784$  K.

Usando un'antenna a più alto guadagno con diametro 15 m e  $G = 49$  dB, il fascio sarebbe largo 0,5° e l'antenna vedrebbe e risolverebbe soltanto il Sole, escludendo il cielo.

Con parabola da 15 m,  $T_a = 26784$  K e usando lo stesso RX con  $T_e = 72$  K, il rapporto misurabile fra la potenza di rumore ricevuta dal Sole e quella dal cielo freddo sarebbe:

$$10 \log_{10} (26784 / 72) = 26 \text{ dB}$$



**Fig. 7 •** Quando l'antenna è orientata verso la città, il rumore generato da tutte le attività industriali e civili dell'uomo "man made noise", è tanto grande che la R di radiazione dell'antenna assume temperature equivalenti di rumore di migliaia di kelvin, tanto maggiore quanto è più bassa la frequenza. Questo rumore diminuisce passando da area urbana a suburbana e diventa 290 K in aperta campagna lontana dalla città.

## Satelliti

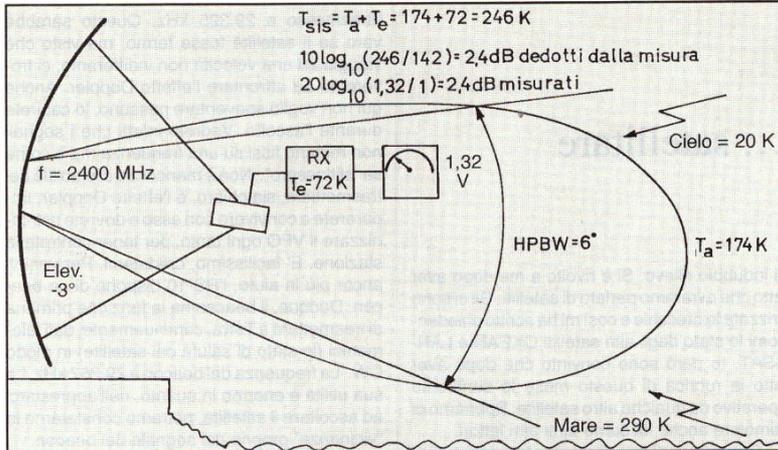


Fig. 8 • Quando l'antenna a 2400 MHz con fascio di 6° a -3 dB (HPBW = Half Power Beam Width) è puntata sul mare con elevazione di -3°, il lobo è riempito per la metà inferiore dalla  $T_a$  del mare a 290 K e per la metà superiore dalla  $T_a$  del cielo a 20 K. Per questo motivo la R di radiazione dell'antenna assume una temperatura intermedia che, nel caso della misura, risulta 174 K.

Siccome il flusso  $F$  è uguale per tutti, gli aumenti e le diminuzioni possono essere comparati con quelli di impianti similari.

Per un approfondimento della materia è necessario consultare i riferimenti bibliografici citati e in particolare [1].

Desidero ringraziare LU2DDU, professor Daniel Esteban dell'Università di La Plata per i numerosi commenti via Oscar-13 mod-S relativi alle misure incrociate sui rispettivi sistemi con pari flusso, il dottor Goliardo Tomassetti I4BER e l'ingegner Piero Moroni I5TDJ per le indicazioni relative all'interpretazione delle formule nell'ambito dei fenomeni fisici trattati.

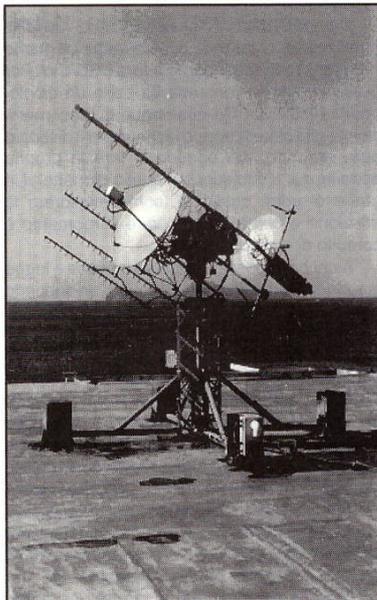
Chiedo scusa inoltre per le imprecisioni e per gli inevitabili errori, a correzione dei quali ogni commento in merito sarà utile a tutti.

### Indirizzo Internet

[gopher://proton.sel.noaa.gov:70/11/lists/radio](http://proton.sel.noaa.gov:70/11/lists/radio)

Prepared by the U.S. Dept. of Commerce, NOAA, Space Environment Laboratory.  
0228 UT 11 Jan 1996 • Solar Radio Flux

	Learmonth	San Vito	Sag Hill	Penticton	Penticton	Palehua	Penticton
	0400	1100	1600	1800	2000	2200	2200
05 Jan 96							
245	21	19	25	-1	-1	16	-1
410	27	27	33	-1	-1	26	-1
610	37	-1	38	-1	-1	32	-1
1415	61	60	58	-1	-1	57	-1
2695	83	81	80	-1	-1	79	-1
2800	-1	-1	-1	81	85	-1	86
4995	134	129	132	-1	-1	133	-1
8800	217	207	221	-1	-1	211	-1
15400	573	533	543	-1	-1	490	-1



Una suggestiva veduta delle antenne di I8CVS: sullo sfondo l'isola di Capri.

Radio Rivista 2-96

Aumentando ulteriormente il diametro del disco, il rumore dal Sole resta costante e questo rapporto non aumenta più.

E' quindi evidente che la formula (1), usata per calcolare  $T_a$  col flusso  $F$ , è valida finché il fascio di antenna è più grande di quello del Sole, quando il fattore di diluizione è grande, o al massimo il fascio è pari a 0,5°.

Lo stesso concetto è applicabile alla Luna di cui si conosce la temperatura alle varie frequenze.

Ponendo nella formula (1)  $G = 80.000$  volte dell'antenna da 49 dBi,  $\Phi = 15$  m, si riottiene circa lo stesso valore di  $T_a$  misurato col flusso  $F = 70$ . Sono possibili altre misure, ma queste sono le più importanti per chi lavora satelliti ed EME.

In conclusione, dopo aver misurato il proprio rapporto  $(S+N)/N$  con l'antenna fra Sole e cielo freddo, quello che importa è verificare se col tempo questo rapporto migliora o peggiora.

Se migliora c'è stato un aumento di  $F$ ; se peggiora, o  $F$  è diminuito o si è degradata la NF del ricevitore aumentando  $T_e$ .

Un semplice ascolto della WWV ci permette di stabilire la causa esatta senza smontare e misurare nulla.

### Bibliografia

- [1] The ARRL UHF/Microwave Experimenters Manual: ARRL Order N° 3126, costo 20 dollari, Cap.7 "Estimating Microwave System Performance"; "Calculating System noise temperature"; "Noise Temperature, Antenna Temperature and Sun Noise"; by Bob Atkins KA1GT; "Microwave System Calibration using the Sun and Moon", by David B. Shaffer, W8MIF.
- [2] "La misura del rumore solare" di P. Moroni I5TDJ RR 5/94 pagg. 84-85
- [3] "La Radioastronomia nel centenario di Marconi" di G. Tomassetti I4BER RR 9/95 pagg. 50-56
- [4] "Illuminatore horn dual mode - ovvero esperienze di un autodidatta" di G. Sabbadini I2SG RR 9/94 pagg. 64-67.
- [5] "Radio Astronomy" by John Kraus, W8JK; Mac-Gray Hill Cat. N° 35392 ISBN 07-035392-1.
- [6] "Estimating Sun Noise at various Frequencies, based on the 10,5 cm Flux reported by WWV" by Melvin 13. Graves WR0I; Proceedings of Microwave Update 94 ARRL Order N° 4866 - 12 dollari.
- [7] "Using WWV Information for Solar Measurements" by W. Atkinson.; Proceedings of Microwave Update 91 pp. 61-69 Edited by ARRL.
- [8] "Determinacion de Parametros Caracteristicos de una Estacion Receptora Satelital mediante el uso de fuentes naturales de Radiacion Electromagnetica" • Prof. Daniel A. Esteban LU2DDU, Facultad de Ingenieria Universidad Nacional de La Plata- Calle 48 y 116(1900) La Plata - Buenos Aires.
- [9] "Use Basic Concepts to determine Antenna Noise Temperature" by Robert S. Bokulic, Senior Engineer John Hopkins University, Applied Physics Laboratory Laurel, MD 20723; (301) 953-6409. Published on Microwave and RF - March 1991.

**Nota 1:** La formula 24 su RR 9/94 pag. 65 si riferisce agli angoli solidi di fig. 46 pag. 64 per cui l'area sottesa dagli angoli  $\Omega_a$  e  $\Omega_s$  si calcola dividendo l'angolo per 2 = raggio angolare, elevandolo al quadrato e moltiplicando per  $\pi$ . Trattandosi di un rapporto, il quoziente non cambia se gli angoli si dividono direttamente al quadrato. Importanza riveste la definizione del fascio di apertura dell'antenna che deve intendersi quello a -3 dB (metà potenza).