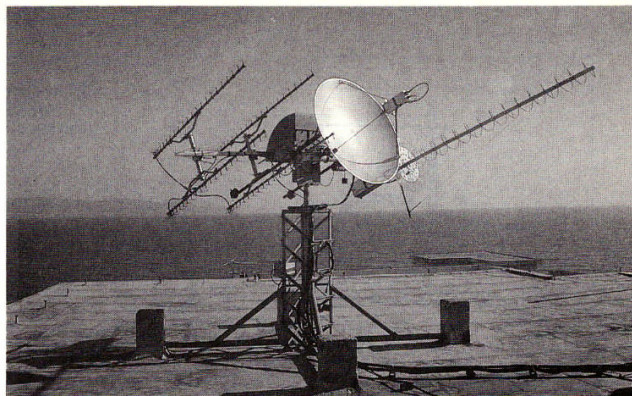


Spazio nuova frontiera

Domenico Marini - I8CVS

con la collaborazione dei soci AMSAT-Italia

La stazione terrena per il transponder Modo-S di Oscar-13



Il satellite OSCAR-13 imbarca un transponder che fa uso di frequenze downlink in banda S e che costringe l'OM che vuole utilizzarlo ad interessarsi di tecnologie avanzate.

Le apparecchiature che servono in uplink e downlink sono tuttavia reperibili sul mercato specializzato delle UHF e SHF, cosicché anche un OM medio, che non ha esperienza e strumentazione per i 13 cm, può affrontare l'impresa con successo.

Le frequenze usate in uplink e downlink nel transponder Modo-S sono le seguenti.

Uscita S transponder (MHz)	Ingresso S transponder (MHz)
2400,711	435,601
2400,720	435,610
2400,730	435,620
2400,740	435,630
2400,747	435,637

Le caratteristiche principali della stazione terrena Modo-S sono le seguenti:

MODO-S

- Uplink in 70 cm: da 435.603 a 435.639 MHz (CW e SSB)
- Downlink in 13 cm: da 2400.711 a 2400.747 MHz (CW-SSB)
- Transponder non invertente:
70 cm SSB 13 cm SSB
- Beacon: 2400.664 MHz; solo PSK a 400 bps.

Requisiti di uplink della stazione terrena in 70 cm

- Potenza EIRP in 70 cm: 27 dBW = 500 W (Se è in funzione anche l'AGC del Modo-B)
- Polarizzazione: circolare destra (RHCP)
- Stazione uplink tipo: 25 W antenna da 13 dBic

Requisiti di downlink della staz. terrena in 13 cm

- Polarizzazione: circolare destra (RECP)
- Minimo guadagno raccomandato di antenna: 28 dBic
- Antenna tipica: parabola da 1,4 m di diametro con rendimento del 50%
- Temperatura equivalente minima di rumore del sistema: 290 kelvin (NF = 3 dB)
- Cifra di merito minima G/T del sistema ricevente +3 dB/kelvin

Sistema di antenna per Modo-L e Modo-S.

A sinistra l'allineamento per uplink in 24 cm (yagi 4 per 23 elementi, Tonna); a destra un'elicoideale da 15 spire destrorsa per downlink in 70 cm. Al centro la parabola da 1,2 metri per il downlink dei 13 cm Modo-S. L'elicoideale per 70 cm serve anche per l'uplink del Modo-S.

Il Modo-S di OSCAR-13 presentava inizialmente notevoli problemi e per potere riascoltarsi traslati appena al di sopra del livello del rumore occorreavano potenze uplink di 100 kW - EIRP.

Il motivo era dovuto alla desensibilizzazione provocata dal beacon a 2400.664 MHz sul ricevitore del transponder in 70 cm.

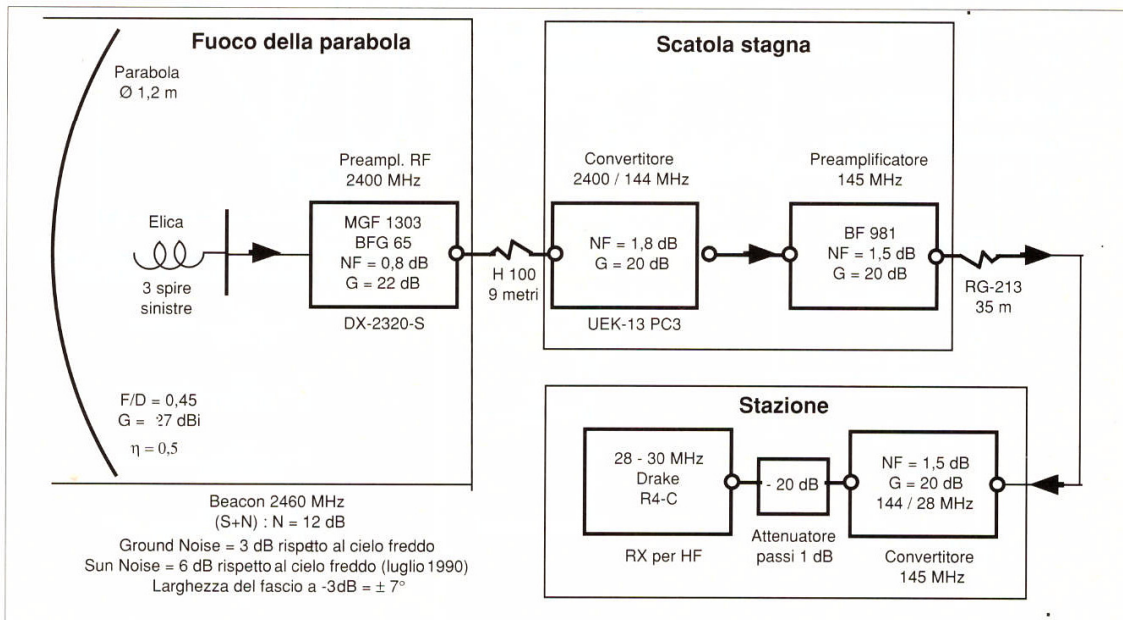
Attualmente, i programmi operativi del Modo-S consistono in 5 punti di MA di solo beacon e 10 punti di MA di solo transponder, senza beacon.

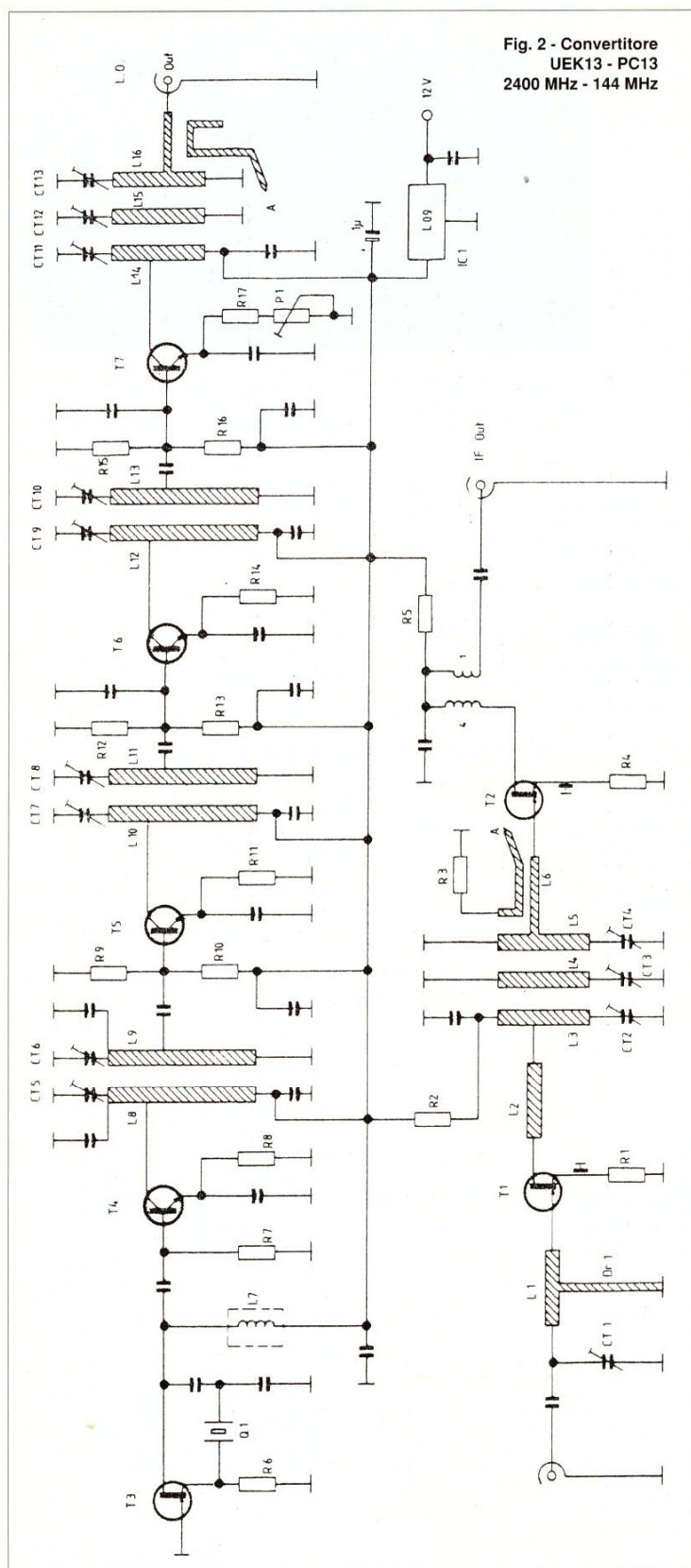
Col beacon spento, la sensibilità del transponder è quella prevista; molte stazioni, attrezzate con preamplificatori da cifra di rumore NF = 1 dB e parabole da 1,2 metri di diametro, ricevono il beacon con 16 dB sopra il rumore.

Molti operatori usano, con buoni risultati, anche yagi da 20 dBd e parabole da 90 cm.

Per la mia stazione Modo-S ho deciso di usare le stesse condizioni di lavoro in uplink del Modo-

Fig. 1 - Schema a blocchi di semplice stazione terrena per Oscar-13 Modo-S (435/2400 MHz), fatta con moduli commerciali SSB-Electronic.





Spazio nuova frontiera

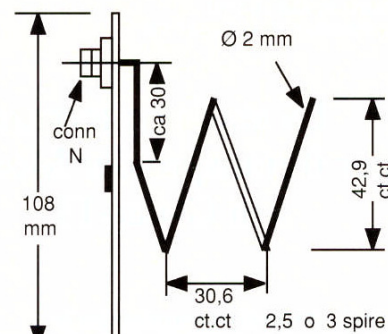


Fig. 3 - Illuminatore elicoidale per 2400 MHz

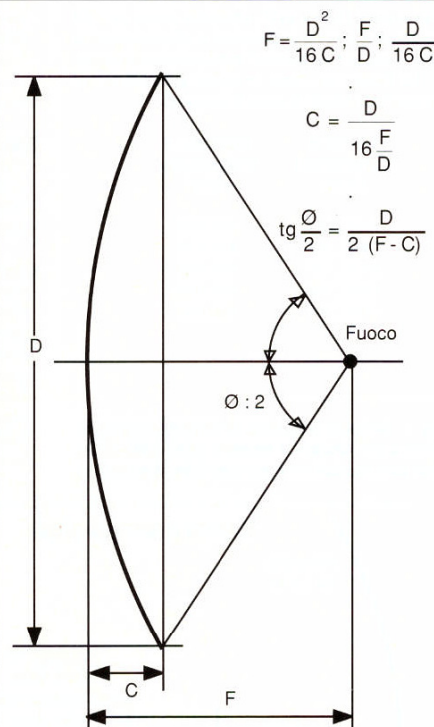


Fig. 4 - Calcolo di una parabola alluminio, piena di diametro D = 120 cm e C = 16,5 cm

$$F = \frac{120^2}{16 \times 16,5} = 54,54 \text{ cm}$$

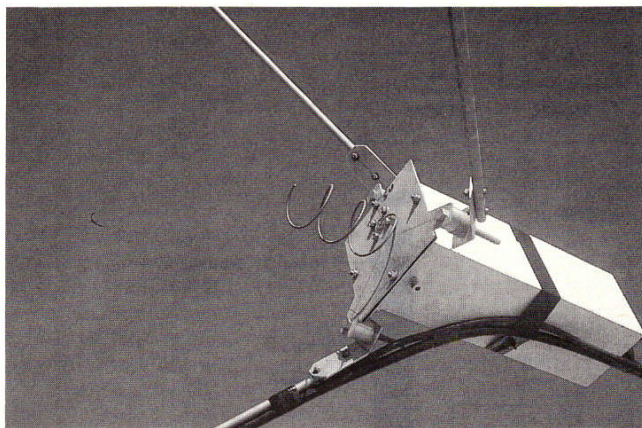
$$\frac{F}{D} = \frac{120}{16 \times 16,5} = 0,4545 \text{ cm}$$

$$C = \frac{120}{16 \times 0,4545} = 16,50 \text{ cm}$$

$$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{120}{2(54,54 - 16,50)} = 1,57$$

$$\frac{\theta}{2} = 57^\circ 62'$$

Spazio nuova frontiera



B, ossia una 4CX250-B che eroga 200 W di uscita su una linea di trasmissione che attenua 3 dB ed un'antenna Tonna a 21 elementi orizzontale che guadagna 16 dBi.

La potenza EIRP è dunque di:

- Potenza di uscita: 200 W
- Attenuazione linea di trasmissione: 3 dB (due volte)
- Potenza in antenna: 100 W
- Guadagno di antenna: 16 dBi (40 volte)
- Potenza eirp (effective isotropic radiated power) = $100 \text{ W} \times 40 = 4 \text{ kW}$

Per la ricezione ho optato su una parabola che avevo, da 1,2 metri, di alluminio (piena), con un rapporto F/D (fuoco/diametro) = 0.45 ed un guadagno di 27 dBi a 2400 MHz.

L'illuminatore è un'elica di tre spire, a polarizzazione circolare sinistra per ottenere la polarizzazione circolare destra, in quanto il segnale riflesso nel fuoco dalla parabola rovescia il senso di polarizzazione.

Con questo sistema molto semplice, si guadagnano 3 dB rispetto a un illuminatore lineare, giacché il satellite trasmette in polarizzazione circolare destra con un'antenna elicoidale da sei spire, che guadagna 10 dBi ed è alimentata con 1 W di RF per 2400 MHz.

Inoltre, con alcune spire di un'antenna ad elica si può illuminare molto bene una parabola perché il lobo è simmetrico e, con tre spire, la parabola con rapporto F/D = 0.45 si illumina a circa -20 dB sui bordi e così il guadagno è un po' inferiore al massimo ottenibile, ma i lobi secondari sono molto attenuati, lo spillover è minimo ed il rumore raccolto dalla terra è basso, quindi ideale per ricevere.

Il preamplificatore ed il convertitore per i 2400 MHz sono tutti di tipo commerciale (SSB Electronic) ed anzi rappresentano il primo tentativo che questa ditta fece per ricevere il Modo-S di OSCAR-13 su 2400 MHz.

Il preamplificatore è il modello DX-2320 Optional 01, costruito originalmente per la banda 2270 - 2370 MHz, rettificato per 2400 MHz, che presenta una cifra di rumore dichiarata NF = 0.8 dB ed un guadagno G = 22 dB.

Il preamplificatore usa tecnologia stripline e monta un GaAsFET MGF-1303 in ingresso, seguito da un bipolare NPN BFG-65.

Tutti i compensatori sono ceramici Tekelec da $0.3 + 2.5 \text{ pF}$, regolabili con apposito cacciavite ceramico a testa quadra, con l'ausilio di una lente di ingrandimento e molta abilità da "mano di fata", per non sgretolarli.

L'illuminatore elicoidale da tre spire (sinistre) per 2400 MHz del downlink Modo-S.

Si vede l'elica autoportante e la scatola stagna di contenimento del preamplificatore a basso rumore, più i cavi che sono nastro ad uno dei bracci del tripode. Se l'elica è avvolta sinistra, la polarizzazione è destrorsa per effetto della riflessione del segnale sullo specchio della parabola.

Questo preamplificatore, come si vede dallo schema, monta una rete di ingresso calcolata per la più bassa cifra di rumore NF, non modificabile, giacché non porta compensatori ed L1 è costituita da due spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm, avvolte su diametro di 3 mm.

Il preamplificatore è stato provato da I5KRD, Roberto, presso l'Istituto di Ricerca Onde Elettromagnetiche - IROE di Firenze. Abbiamo verificato con misuratore automatico di cifra di rumore Ailtec-Panfi che la NF rimane quasi costante su una banda larga da 1800 MHz a 2700 MHz anche ritoccando la spaziatura di L1.

Tutte le altre regolazioni che seguono sul BFG-65 influenzano il guadagno, ma non la cifra di rumore. Originalmente il guadagno era massimo a 2200 MHz con 24 dB e con 15,5 dB a 2400 MHz. Dopo la ottimizzazione abbiamo ottenuto un guadagno di 19 dB a 2400 MHz.

La cifra di rumore totale del sistema, preamplificatore più convertitore, è risultata di NF = 1,6 dB.

Bisogna considerare che la NF del solo convertitore è di 2,8 dB, con guadagno di 20 dB per cui, a conti fatti, la NF del solo preamplificatore non è quanto dichiarato, pari a 0,8 dB, ma molto superiore e comunque sempre ottima, perché prossima a 1,5 dB.

Questo preamplificatore è stato montato direttamente nel fuoco della parabola da 1,2 metri di diametro, dietro il riflettore dell'illuminatore ad elica, senza alcun cavo di collegamento, ma con l'ausilio di un doppio adattatore N maschio-maschio.

Il preamplificatore non autooscilla perché ben adattato all'illuminatore per 50 ohm di impedenza. Non si sono notati rientri in 2400 trasmettendo in 70 cm.

Il preamplificatore è protetto da una scatola stagna realizzata in vetronite a doppia faccia, molto leggera, su cui sono applicati due pressacavi, uno per il cavo coassiale di uscita e l'altro per il cavo di alimentazione a 12 volt.

Per ottenere empiricamente il miglior adattamento di impedenza fra elica ed ingresso preamplificatore, abbiamo applicato all'ingresso del DX-2320 una terminazione da 50 ohm, buona fino a 12 GHz, e si è misurato il livello di rumore sull'uscita di BF del ricevitore.

Abbiamo poi sostituito la terminazione con l'elica ed abbiamo piegato i primi tre cm della prima spira verso il piatto del riflettore finché abbiamo ottenuto lo stesso livello di rumore ed assenza di autooscillazioni anche rivolgendo l'elica verso la parabola. Non avendo potenza a 2400 MHz per misurare il ROS, né strumenti per farlo, né analizzatore di rete, coi mezzi a disposizione in casa non si poteva fare di meglio.

Parliamo ora del convertitore: questo si compone di due moduli, il mixer attivo e l'oscillatore locale.

Il mixer attivo SRM-13

Questo mixer era stato realizzato originalmente per coprire la banda 2320-2322 MHz con un valore di uscita in media frequenza FI 144-146 MHz.

La cifra di rumore NF è 2,8 dB, il guadagno è di 20 dB. La potenza del segnale di oscillatore locale da iniettare deve essere +7 dBm.

Il mixer si compone di un GaAsFET TI MGF 1200, amplificatore a RF a basso rumore, un filtro interdigitale a tre poli realizzato in tecnologia stripline e tarato a 2400 MHz.

Segue un altro GaAsFET T2 MGF 1200, che fa da mescolatore. Il segnale dell'oscillatore locale è iniettato sul gate di T2 tramite L6 e L7.

Il circuito di drain di T2 è accordato su 144,146 MHz mediante L8. Il circuito di ingresso di TI è regolato per la più bassa cifra di rumore NF.

Questo mixer, previa sostituzione del compensatore C5 del filtro interdigitale, è accordabile perfettamente su 2400 MHz, in quanto il C5 sostituito è un Tekelec da 0,3 - 2,5 pF con capacità residua più bassa.

L'importanza di un filtro interdigitale all'ingresso del mixer è fondamentale per non deteriorare la cifra di rumore del sistema, in quanto la selettività del preamplificatore e del primo stadio del mixer a queste frequenze è talmente bassa che la potenza di rumore nella banda passante alla frequenza immagine verrebbe ad essere convertita e si sommerebbe alla potenza di rumore propria della banda passante del segnale da ricevere.

Se la selettività all'immagine fosse zero, senza filtro interdigitale, la cifra di rumore del sistema sarebbe in pratica aumentata di 3 dB.

Se cioè la NF totale, eliminando il rumore alla frequenza immagine fosse 1,6 dB, togliendo il filtro interdigitale sarebbe come avere un sistema con NF = 4,6 dB ed il rumore aumenterebbe del doppio, ossia di 3 dB.

Ciò risulta evidente se si pensa che la potenza di rumore è data dalla relazione

$$P_n = k T B \quad \text{in cui:}$$

P_n = potenza di rumore in watt

k = Costante di Boltzman = $(1,38 \times 10^{-23} \text{ J}_{\text{ass}}) : \text{K}$

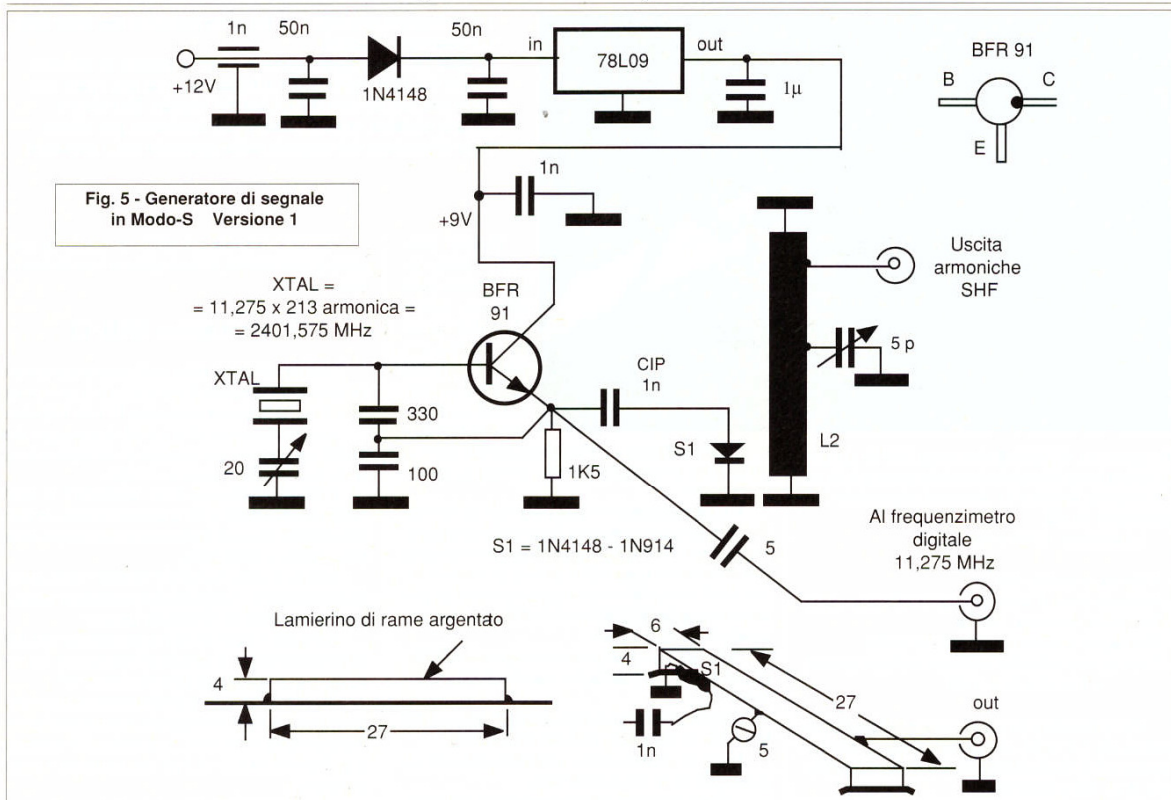
ove J_{ass} in joule e K in kelvin

T = Temperatura equivalente di rumore del sistema, in kelvin

B = Banda passante in Hz.

E' facile infatti osservare che se, senza filtro interdigitale, la banda passante B si raddoppia, si raddoppia anche la potenza di rumore P_n (ossia il rumore generato nel ricevitore) aumenta di 3 dB.

A questo proposito è utile ricordare che la "frequenza immagine" è sempre generata in un processo di conversione di frequenza.



Nel nostro caso, con un oscillatore locale a 2256 MHz ed una IF di 144 MHz, saranno generate dal mixer le seguenti frequenze:

F_{in} = frequenza desiderata
 F_{imm} = frequenza immagine,
 secondo le seguenti relazioni

$$F_{in} = F_{osc} + F_{if} = 2256 \text{ MHz} + 144 \text{ MHz} = 2400 \text{ MHz}$$

$$F_{\text{IF}} = F_{\text{OSC}} - F_{\text{IF}} = 2256 \text{ MHz} - 144 \text{ MHz} = 2112 \text{ MHz}$$

La frequenza immagine di 2112 MHz dista appena 288 MHz dalla frequenza da ricevere, che è di 2400 MHz.

Ciò significa che a frequenze così elevate, dove la selettività del preamplificatore e del mixer sono basse, all'ingresso del mixer saranno presentati due rumori di quasi uguale livello, il rumore nella banda da ricevere ed il rumore nella banda della frequenza immagine.

Ciò è evidente se analizziamo la fig. 2.

Ogni potenza di rumore P_n è composta dal rumore cosmico raccolto dall'antenna più rumore del preamplificatore più rumore del cavo più rumore del premixer. Il tutto degrada di 3 dB la cifra di rumore totale NF del sistema.

Il filtro interdigitale posto prima del mixer blocca la potenza di rumore alla frequenza immagine, migliorando il rapporto $(S + N) : N$ del sistema.

Di quanto lo migliora?

Dalle caratteristiche tecniche del mixer attivo SRM-13 si rileva che il filtro interdigitale L3 - L4 - L5 in stripline attenua di 3 dB il segnale desiderato a

Radio Rivista 10-90

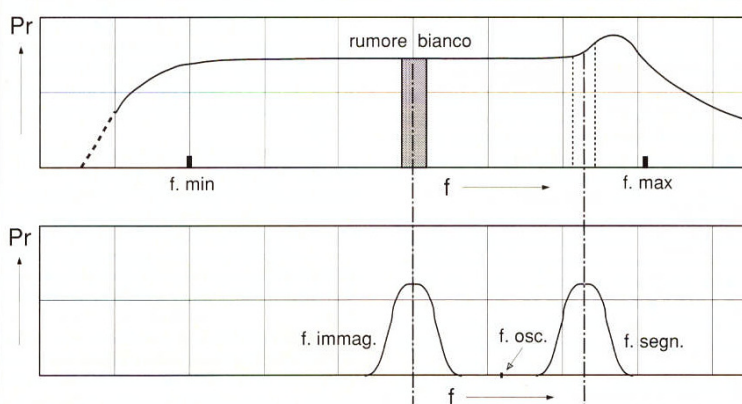


Fig. 6 - Potenza di rumore in funzione della frequenza

Sopra: generatore di rumore con compensazione, per spostare verso l'alto la frequenza limite superiore (f_{min} e f_{max} sono i due limiti di frequenza).

Sotto: Potenza di rumore prelevata dal ricevitore in corrispondenza della frequenza immagine e banda passante desiderate.

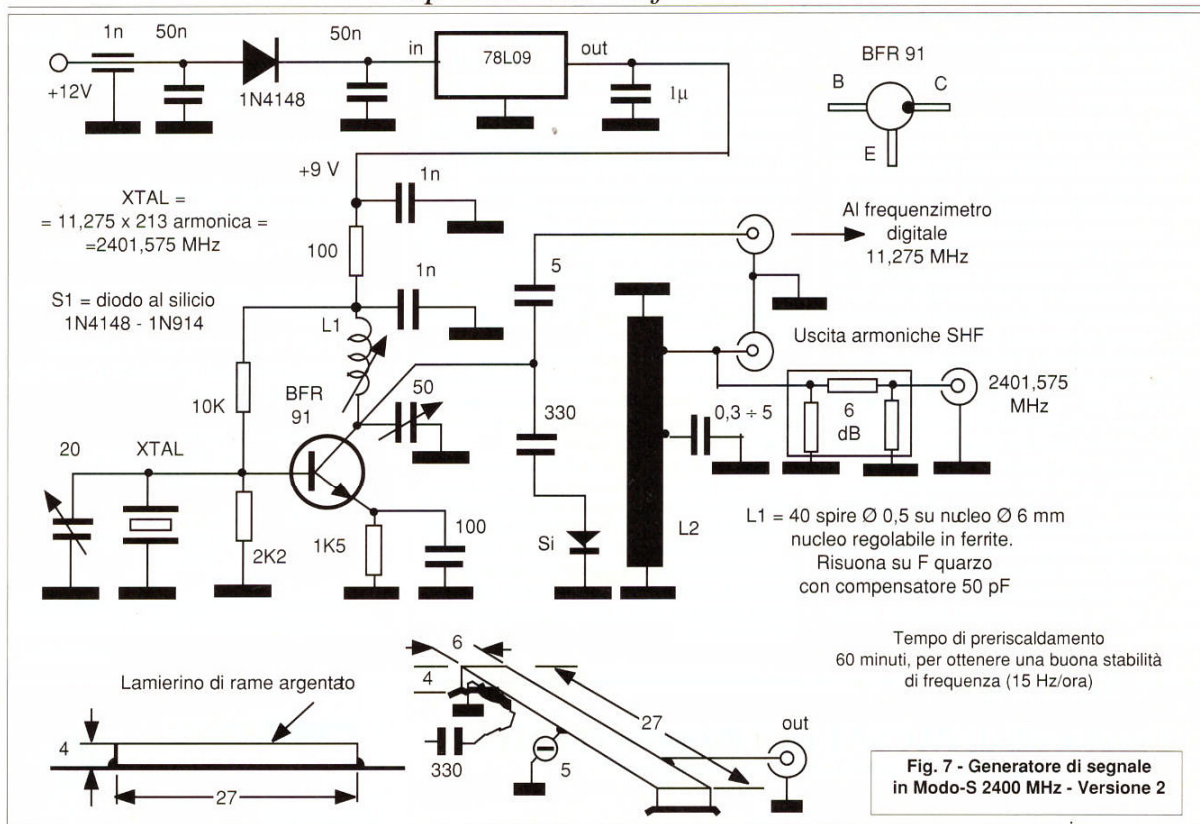
2400 MHz e quello immagine a 2112 MHz di appena 12 dB; francamente un po' poco.

Siccome il preamplificatore DX-2320, che si trova a monte del mixer attivo, guadagna praticamente 20 dB sia a 2400 MHz che alla frequenza immagine di 2112 MHz, il segnale immagine sarebbe comunque all'ingresso del mixer con un livello di 8 dB, e cioè 20 dB - 12 dB, ed avrebbe sem-

pre deteriorato il rapporto (S+N) : N. Per evitare l'inconveniente abbiamo inserito un filtro interdittale a tre poli, esterno, fra l'uscita del preamplificatore e l'ingresso del mixer attivo, che attenua la frequenza-immagine di ben 60 dB, com'è visibile dal diagramma del filtro.

Il problema è così risolto, ma non in maniera ideale. Rimane infatti il rumore alla frequenza im-

Spazio nuova frontiera



image, prodotto dal preamplificatore TI MGF-1200 che, per forza di cose, è attenuato di soli 12 dB dal filtro interdigitale stripline del mixer SRM-13.

Del filtro a tre poli interdigitale esterno è stata fatta una descrizione su VHF Communication 1/78 pag. 2. Siccome il filtro pubblicato è calcolato per 2302 MHz, per farlo funzionare su 2400 MHz è sufficiente accorciare di 1 mm la lunghezza dei risuonatori, ferme restando le altre dimensioni.

Uno dei tranelli in cui l'OM sperimentatore può cadere, se usa mezzi casalinghi, è costituito dalla taratura del filtro interdigitale L3 - L4 - L5 del mixer attivo SRM-13.

Siccome la SSB Electronic fornisce il mixer con C5 in plastica verde quasi del tutto aperto, ho avuto il desiderio di sostituirlo con un compensatore Tekelec da 0,3 - 2,5 pF a capacità residua più bassa per fare l'accordo più preciso. Privo di generatore di segnali a 2400 MHz, e regolando tutto il filtro per il massimo rumore, ho ritardato per sbaglio il filtro interdigitale sulla frequenza immagine di 2112 MHz. La variazione di capacità dei compensatori C3 - C4 - C5 per passare da 2400 MHz a 2112 MHz è contenuta in una variazione angolare di circa 10° più dentro.

Siccome la cosa mi aveva insospettito (e, anzi, la cifra di rumore alla frequenza immagine era anche migliorata) decisi di vedere su che frequenza ero capitato.

Per fare la misura utilizzavo il classico grid-dip meter della Millen come generatore di armoniche, dopo averlo strettamente accoppiato all'elica a tre spire collegata al preamplificatore.

Le armoniche si sentivano anche ad alcuni metri di distanza dall'elica, e così mi accorsi che la 10^a armonica di 211 MHz e la 12^a armonica di 176 MHz

erano molto più forti della 10^a armonica di 240 MHz e della 12^a armonica di 200 MHz.

Ritornai rapidamente sui miei passi ricercando il massimo rumore coi compensatori più aperti in corrispondenza di 2400 MHz, dove ebbi un piccolo di rumore ben marcato e chiaro.

L'inconveniente è dovuto al fatto che le linee L3 - L4 - L5 sono molto corte e risuonano con basso rapporto L/C, per cui è facile scambiare il rumore a 2400 MHz con quello dell'immagine a 2112 MHz perché hanno lo stesso livello, trattandosi del filtro prima del mixer T2.

Il diagramma del filtro interdigitale esterno a tre poli, pubblicato su VHF Communication 1/78, ricavato su analizzatore di spettro munito di plotter HP, mostra chiaramente che le caratteristiche di un filtro Chebichev sono raccomandabili in questo tipo di applicazione.

La frequenza immagine cade praticamente fuori della banda passante del filtro. Il miglioramento del rapporto (S+N) : N con filtro è maggiore di 3 dB, e ciò non è poco su un segnale che, al massimo, arriva con 13 dB sopra il rumore.

L'oscillatore locale

Questo modulo XLO-1 Optional 01, monta un quarzo da 94 MHz, la cui 24^a armonica esce su 2256 MHz. La potenza di uscita è +7 dBm = 5 mW.

La stabilità di frequenza è molto elevata, cinque parti per milione da +5 °C a +30 °C, quindi si presta molto bene per installazione all'esterno.

L'oscillatore T1 è un FET U310 con il quarzo fra drain e source, con gate a massa. Segue T2, un BFR-90A triplicatore a 282 MHz, con due circuiti accordati in quarto d'onda, stripline. T3, un BFR-

91A duplica a 564 MHz con due circuiti accordati in quarto d'onda. T4, un altro BFR-91A, duplica ancora a 1128 MHz e T5, l'ultimo BFR-91A duplica finalmente a 2256 MHz. Segue un filtro interdigitale stripline a tre poli, per avere in uscita una buona purezza spettrale, confermata dall'analisi effettuata da ISKRD presso l'IROE.

I vari moduli, mixer SRM-13, filtro interdigitale a tre poli e oscillatore locale, più un preamplificatore per 145 MHz per aumentare il livello della IF, sono contenuti in una scatola stagna di plastica, protezione IP55 a prova di manichetta d'acqua, montata alla base del traliccio.

Il preamplificatore DX-2320, posto nel fuoco della parabola, è collegato alla scatola stagna mediante 9 metri di cavo H-100 e va direttamente all'ingresso del filtro interdigitale. Il cavo H-100 attenua di 2,5 dB il segnale di uscita del preamplificatore. Siccome il guadagno del DX-2320 è circa 20 dB, la cifra di rumore NF totale del sistema si degrada pochissimo, solo qualche frazione di dB.

Una parola merita la posizione dell'illuminatore ad elica a tre spire, posto nel fuoco di una parabola che presenta un rapporto fuoco/diametro = 0,45.

Il fuoco calcolato della parabola da 1,2 metri si trova a 54,5 cm dal fondo. Siccome esistono opinioni diverse sulla posizione del punto dell'elica che deve cadere nel punto focale, il riflettore dell'elica è stato reso mobile su tre perni filettati 6MA, in modo da poterlo allontanare o avvicinare al fondo della parabola.

Da misure di intensità di segnale effettuate sul beacon a 2400,664 MHz di OSCAR-13 è risultato che il punto focale deve cadere a 2 cm dal fondo del piano del riflettore, quasi al centro dell'elica.

Spazio nuova frontiera

L'elica è realizzata in filo di rame da 0,2 mm, argentato, ed è autoportante.

L'inizio dell'elica è saldato sul pin centrale del connettore di tipo N.

Il pin è stato limato quasi fino al livello del teflon, in modo che la prima spira sia avvicinabile il più possibile al piano del riflettore per trasformare l'impedenza dell'elica da circa 140 ohm a circa 50 ohm. Il riflettore è un quadrato di alluminio da 108 x 108 mm di lato, con tre squadrette a 120° per poterlo fissare alle gambe del treppiede che regge l'illuminatore. Detto treppiede è realizzato con tre tondini di anticorodal del diametro di 8 mm, fissati con squadrette metalliche al bordo della parabola ed al piano del riflettore. Il tutto, una volta bloccato meccanicamente, è robusto ed inamovibile.

Il segnale del beacon a 2400,664 MHz è ricevuto senza QSB con 13 dB sul rumore. I segnali traslati sono anche più forti del beacon. Al contrario degli altri Modi sugli altri transponder, il beacon trasmette solo telemetria in PSK a 400 bps e soltanto il clock, senza dati, nei momenti destinati al CW ed alla RTTY. Quando la parabola è puntata verso il cielo freddo, il rumore cala e quando è orizzontale aumenta di circa 3 dB perché raccoglie rumore dalla terra, che si trova a temperatura di 290 K. Se la parabola fosse inclinabile di 5° - 10° verso il basso, il rumore captato sarebbe anche maggiore.

Se la parabola è puntata sul sole, il rapporto (S+N) : N rispetto al cielo freddo aumenta di 6 dB.

Le misure sono state fatte con attenuatore professionale Telonic a passi di 1 dB, inserito in permanenza nella FI a 28 MHz del ricevitore, e terminato in entrata ed uscita con attenuatori fissi da 10 dB, 50 ohm. Questo accorgimento fa sì che l'attenuatore variabile veda 50 ohm in ingresso ed uscita e che le sue indicazioni siano vere.

Vediamo ora se le caratteristiche del sistema soddisfano i requisiti minimi richiesti dall'AMSAT per il downlink del Modo-S e per la stazione terrena di questo transponder. Le specifiche dicono che la cifra di merito minima G/T del sistema ricevente deve essere +3 dB/K.

Tanto più questo parametro è grande, tanto più il sistema ricevente è sensibile. La cifra di merito G/T aumenta con l'aumentare del guadagno di antenna e con il diminuire della temperatura equivalente di rumore totale del ricevitore.

Si può avere, ad esempio, un'antenna ad elevato guadagno e ricevitore con temperatura equivalente di rumore alta, oppure viceversa, purché il rapporto G/T sia quello richiesto dalle specifiche.

Facciamo un esempio prendendo i parametri della mia stazione per vedere se il guadagno di antenna e la cifra di rumore del ricevitore sono al di sopra oppure se sono al di sotto della cifra di merito minima G/T:

- a) Cifra di merito minima richiesta G/T = +3 dB/K

- b) Guadagno a 2400 MHz della parabola con diametro 1,2 m = 27 dBi

- c) Cifra di rumore totale del sistema = 1,6 dB

Passiamo da guadagno dell'antenna in dB a guadagno in potenza G:

$$G = 10^{27/10} = 10^{2.7} = 501 \text{ volte in potenza}$$

Passiamo da cifra di rumore NF in dB a fattore di rumore F:

$$F = 10^{NF/10} = 10^{1.6/10} = 10^{0.16} = 1,44 \text{ volte}$$

Passiamo da fattore di rumore F a temperatura equivalente di rumore T:

$$\begin{aligned} T &= (F - 1) \times 290 \text{ K} = \\ &= (1,44 - 1) \times 290 \text{ K} = \\ &= 127,6 \text{ K} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G/T &= 10 \log_{10} (G/T) = \\ &= 10 \log_{10} (501:127,6) = \\ &= +5,93 \text{ dB/K} \end{aligned}$$

Detto valore risulta nettamente superiore al minimo richiesto ed il sistema è perciò soddisfacente.

continua.1

Satelliti

I protocolli di PACSAT ed il Progetto ITAMSAT

Alberto E. Zagni I2KBD & Carlo De Bartholomaeis IW2CTJ

Protocolli di PACSAT

Per **PACSAT** intendiamo un satellite in orbita polare bassa che permetta un servizio di *Bulletin Board System* (BBS) in *Packet Radio* (PR); attualmente possiamo associare questo nome ad AO-16, LO-17, UO-14 e prossimamente il nostro *ITAMSAT IO-?* (indipendentemente dal fatto che si usi chiamare PACSAT AO-16). E' da sottolineare l'inefficienza dell'attuale servizio di "BBS" terrestre, sia dal punto di vista della qualità che della quantità delle informazioni gestite.

Consideriamo, per esempio, la distribuzione del bollettino AMSAT-I; ogni utente interessato deve connettere il BBS locale per leggere i messaggi relativi a tale bollettino: supponiamo che tale operazione richieda 15 minuti e che ogni BBS abbia 25 utenti interessati, in totale occorrono 6 ore e 15 minuti, di utilizzo del BBS e quindi del canale. Questo solo per un bollettino settimanale.

Se fosse possibile ricevere, in più stazioni contemporaneamente, la trasmissione di un BBS, quei 25 interessati al bollettino potrebbero essere soddisfatti in soli 15 minuti.

Le due ipotesi fatte sono certamente ai limiti in quanto, probabilmente, i 25 interessati non richiedono il bollettino tutte le settimane (ma forse perché la distribuzione in PR non è ottima) e, naturalmente, non si può pretendere che tutti gli interessati siano pronti a ricevere il bollettino nello stesso istante, senza possibilità di ripetizione.

Radio Rivista 10-90

Bisogna inoltre considerare che un satellite, in orbita bassa, è caratterizzato da un vastissimo numero di stazioni che lo acquisiscono contemporaneamente per un piccolo periodo di tempo che si ripete 4/6 volte al giorno; quindi il tempo giornaliero disponibile, per ogni utente, si riduce drasticamente rispetto al caso di un BBS terrestre.

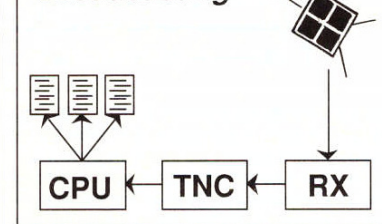
Da queste semplici considerazioni è nata l'idea di creare un nuovo metodo per la distribuzione delle informazioni in PR, studiato ad hoc per svolgersi via satellite e per essere di supporto alla rete mondiale PR esistente. Questa nuova metodologia si basa su due servizi disponibili all'utente: il *Broadcasting* e il *File Transfer*.

Broadcasting

Lo scopo del servizio di *Broadcasting* è quello di ovviare ai problemi sottolineati precedentemente. Di fatto, il sistema operativo a bordo del PACSAT provvederà, su comando da terra, a trasmettere continuamente una serie di *file* che potranno essere raccolti dalle stazioni riceventi.

Si evidenziano immediatamente due grossi vantaggi, rispetto al classico modo di concepire la distribuzione delle informazioni in PR: più interessati ricevono contemporaneamente le stesse informazioni, risparmiando, quindi, tempo di canale; inoltre il servizio è sfruttabile da stazioni terrene, minimali, dotate di solo ricevitore.

Broadcasting



Questo ultimo aspetto è importante per la diffusione del servizio via satellite presso i nuovi radioamatori e anche presso quelli che non dispongono di particolari mezzi.

Inoltre è insostituibile in caso di emergenza dove la semplicità della stazione è essenziale.

File Transfer

Questo modo di operare il PACSAT è più simile a quello usuale, in quanto avviene in modo connesso ed è indispensabile per il caricamento, da terra verso il satellite, delle informazioni.

Gran parte della complessità del programma di gestione è spostato verso l'utente, in modo da risparmiare le preziose risorse disponibili a bordo del satellite.

Sarà possibile, da parte dell'utente, selezionare i *file* interessanti con opportune chiavi di ricerca e sarà quindi possibile richiederne anche la lettura parziale per completare le parti già ricevute con il servizio di *Broadcasting*.

Quest'ultima opportunità è utilizzabile per accelerare e ottimizzare il servizio di *forwarding* internazionale.



Domenico Marini - I8CVS

con la collaborazione dei soci AMSAT-Italia

Stazione terrena per il transponder Modo-S di Oscar-13

Seconda parte

Il convertitore UEK 13-PC 3 della SSB Electronic

Questo convertitore è la versione definitiva realizzata dalla SSB Electronic e comprende in unico modulo sia il mixer attivo che l'oscillatore locale. Come si vede (*) dalla fig. 2 RR 10/90, il circuito sembra uguale a quello del mixer SRM13 e dell'oscillatore locale XLO-I (fig. 11).

Ci sono però delle differenze. La cifra di rumore NF del UEK 13-PC 3 è di 1,8 dB ed è nettamente più bassa di quella del mixer attivo SRM-13, pari a 2,8 dB. Ciò è dovuto al miglior GaAsFET impiegato, di cui però non si conosce la sigla né il costruttore. Per contro, la stabilità dell'oscillatore locale è molto inferiore a quella del modulo separato XLO-I Opt.01 ed è di 10 parti per milione fra +5 °C e +30 °C, contro 5 parti per milione nello stesso range di temperature.

Qualche OM lamenta che l'oscillatore locale cessa di funzionare se la temperatura esterna è molto bassa nei periodi invernali, quando il convertitore è montato a bordo dell'antenna. Da prove fatte e misure relative, risulta che la cifra di rumore NF del solo convertitore UEK 13-PC 3 è uguale a quella che si ottiene con il preamplificatore DX-2320 seguito dal mixer SRM-13 e oscillatore locale XLO-I.

(*) Alcune illustrazioni citate in questa seconda parte dell'articolo sono pubblicate nella prima parte dell'articolo stesso (pagine 75 e seguenti di R.R. 10/90).

In sintesi, detto convertitore potrebbe essere montato direttamente nel fuoco della parabola senza essere preceduto dal preamplificatore.

In qualche caso si è verificato che il sistema, preamplificatore DX-2320 più convertitore UEK 13-PC3 autooscilli e in ogni caso, è ovvio, la cifra di rumore non migliora.

Il guadagno del convertitore UEK13-PC3 è inferiore alla configurazione col preamplificatore DX-2320 e mixer SRM-13, ma ciò non rappresenta un problema giacché, se necessario, il segnale di media frequenza FI a 144-146 MHz può essere aumentato di livello mediante l'uso di un preamplificatore per i due metri a basso rumore posto all'uscita del convertitore.

Ciò rappresenta anche un miglioramento della selettività in media frequenza, giacché l'uscita del mixer T2 sul converter UEK-13 PC3 è fatta in modo aperiodico, a larga banda, con trasformatore a rapporto 4/1 non accordato (fig. 2 - RR 10/90).

Ciò non si verifica nel mixer SRM-13 dove l'uscita di T2 è accordata in 2 metri mediante L8 con una capacità di 10 pF in parallelo (fig. 10).

Uno svantaggio del convertitore UEK-13 PC3 consiste nel fatto che i transistori impiegati sono tutti speciali e non sono marcati né sullo schema né sui componenti, per cui eventuali riparazioni devono essere fatte in fabbrica.

I primi modelli impiegavano tutti compensatori ceramici Tekelek da 0,3...2,5 pF ma poi, per motivi economici, la Casa ripiegò sui compensatori in plastica, più economici. Le prestazioni sono iden-

tiche e forse detti compensatori si prestano ad essere più facilmente "smanettati" di quelli ceramici, che vengono sbriciolati se manovrati da mano inesperta senza lo speciale cacciavite ceramico a testa quadra.

Siccome ho provato entrambe le configurazioni a moduli separati e converter singolo, sono del parere che il circuito col preamplificatore DX-2320, mixer SRM-13, oscillatore XLO-I (fig. 11), sia migliore del convertitore UEK 13-PC3 (fig. 2 - RR 10/90), in quanto permette l'inserimento di un filtro interdigitale fra preamplificatore e mixer e soprattutto sono noti tutti i componenti utilizzati.

La configurazione a moduli separati permette, inoltre, il riutilizzo del sistema a 2304 MHz col semplice cambio del quarzo essendo il mixer tarabile nella banda 2300 MHz 2400 MHz.

Le caratteristiche del convertitore UEK 13-PC3 sono le seguenti:

Frequenza di ingresso: 2400 - 2402 MHz

Frequenza intermedia: 144 - 146 MHz

Cifra di rumore NF: 1,8 dB

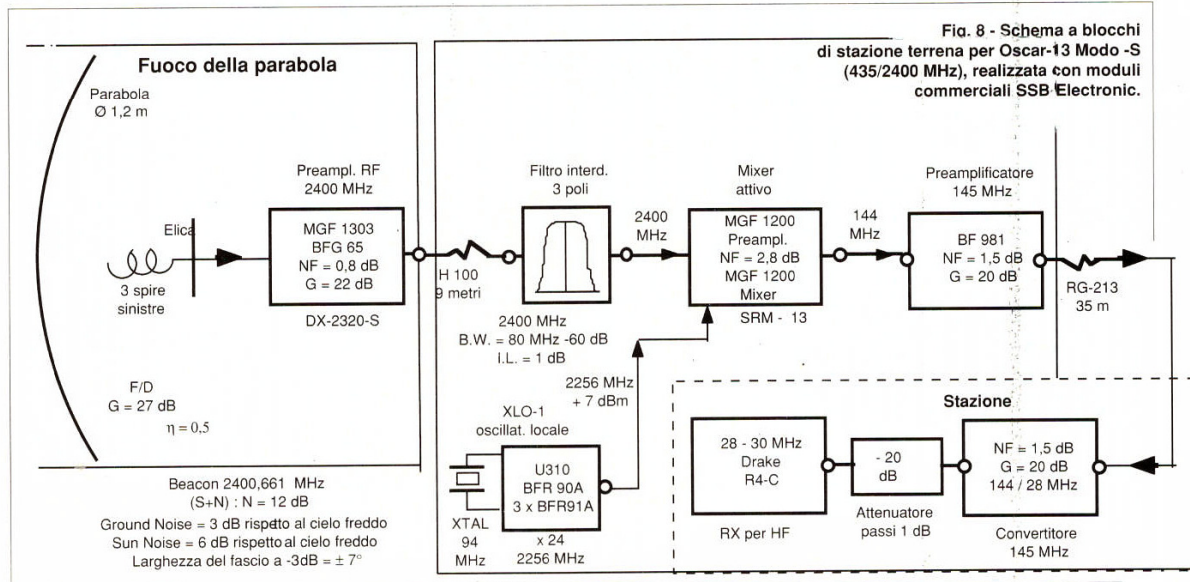
Guadagno: 20 dB

Potenza oscillatore locale: +10 dBm

L'antenna terrena del transponder Modo-S di Oscar 13

Il fascio di una parabola da 1,2 m di diametro a 2400 MHz è circa $\pm 7^\circ$ a -3 dB, che corrisponde ad un guadagno di circa 27 dBi (fig. 4 - RR 10/90).

Per ottenere buoni risultati occorre effettuare



Spazio nuova frontiera

un puntamento preciso, senza incertezze, usando rotori senza giochi meccanici negli ingranaggi del rapporto finale sul mast dell'antenna. I rotori raccomandati sono quelli a vite senza fine e corona elicoidale, che fra l'altro sono anche irreversibili e autofrenanti.

Per fare traffico con una certa tranquillità bisogna calibrare accuratamente i control-box che devono permettere di apprezzare il grado.

Per la taratura si usa il sole. Il normale programma di tracking del satellite OSCAR-13 permette di calcolare ad ogni istante voluto la posizione del sole sia in azimuth che in elevazione purché si immettano i relativi elementi kepleriani nel computer.

Calcolata la posizione del sole, si punta l'an-

tenna fino ad ottenere il massimo rumore nel ricevitore con AGC escluso ed un voltmetro (5 V f.s. per c.a.) collegato sull'uscita della cuffia. Se ciò risulta scomodo o complicato, basta regolare la parabola fin quando l'ombra dell'illuminatore cade al centro. Se la parabola è lucida e non è pitturata di bianco, la luce del sole si concentra sul fuoco e riscalda il preamplificatore, il che non è bene.

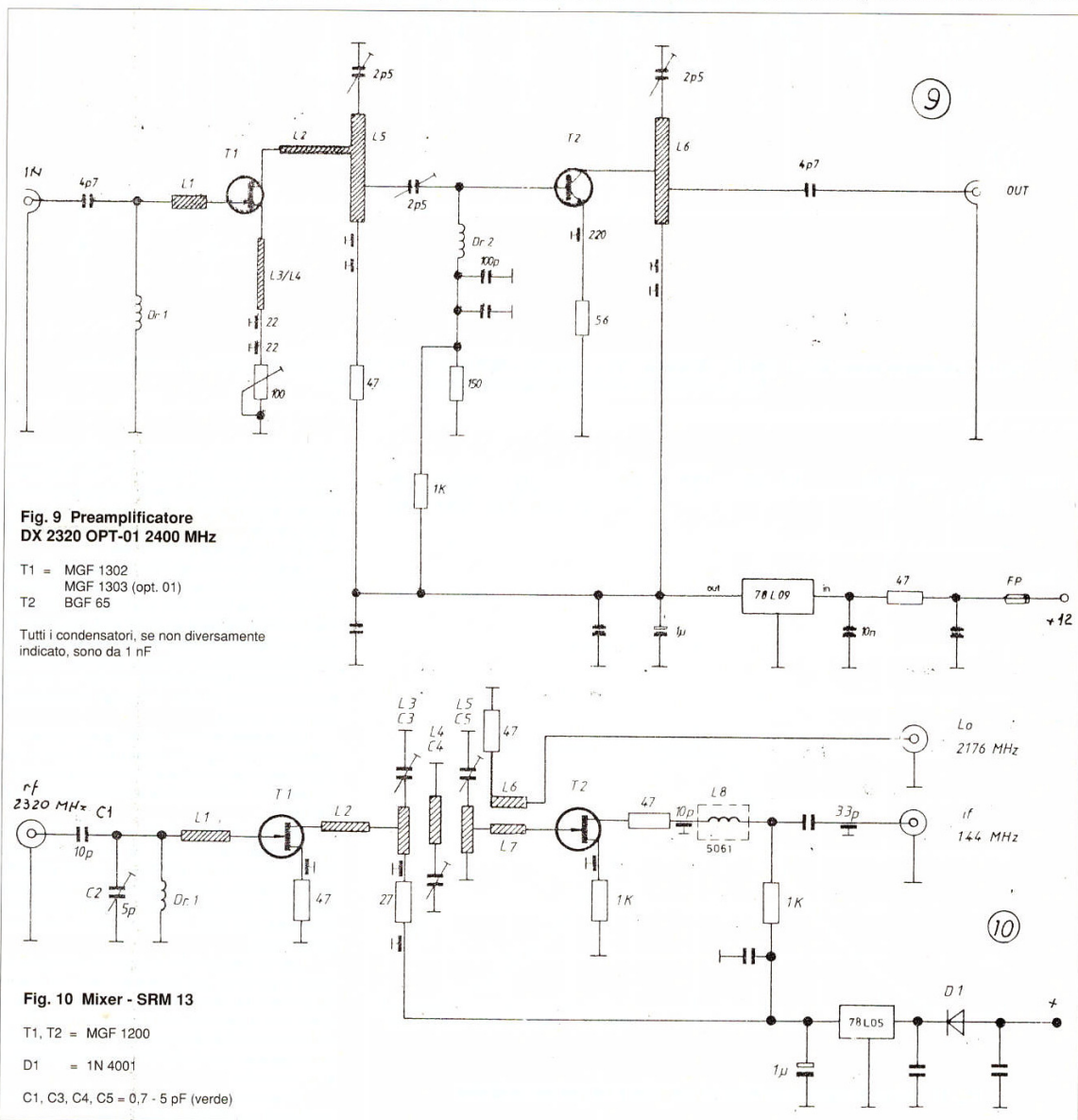
Non tutte le vernici bianche sono adatte, le più attenuano il segnale e per fare la prova basta metterle nel forno a microonde, che lavora a 2400 MHz, per vederle bollire.

Meglio lasciare la parabola lucida o cercare vernici adatte presso i costruttori di parabole per TVRO. Ciò fatto, si regolano gli indicatori dei control box sulla posizione del sole e l'antenna è

tarata. Il traffico va fatto ovviamente col computer, che lavora in tempo reale.

Dato comunque il breve tempo in cui OSCAR-13 lavora in Modo-S, si richiedono al più due o tre correzioni di antenna per ottenere il massimo segnale. Siccome il preamplificatore dei 2400 MHz è collegato direttamente all'elica dell'illuminatore, l'elica di tre spire (fig. 3 - RR 10/90) si trova soltanto a 90 cm di distanza dall'allineamento di 4x23 El. Yagi Tonna per l'uplink del Modo-L in 1269 MHz. Trasmettendo in 23 cm con una potenza all'antenna di 100 W, l'energia che raggiunge il gate del preamplificatore MGF 1303 potrebbe essere tanto grande da danneggiare il GaAsFET.

Per verificare in modo grossolano l'attenuazione nel libero spazio fra le due antenne, la 4x23



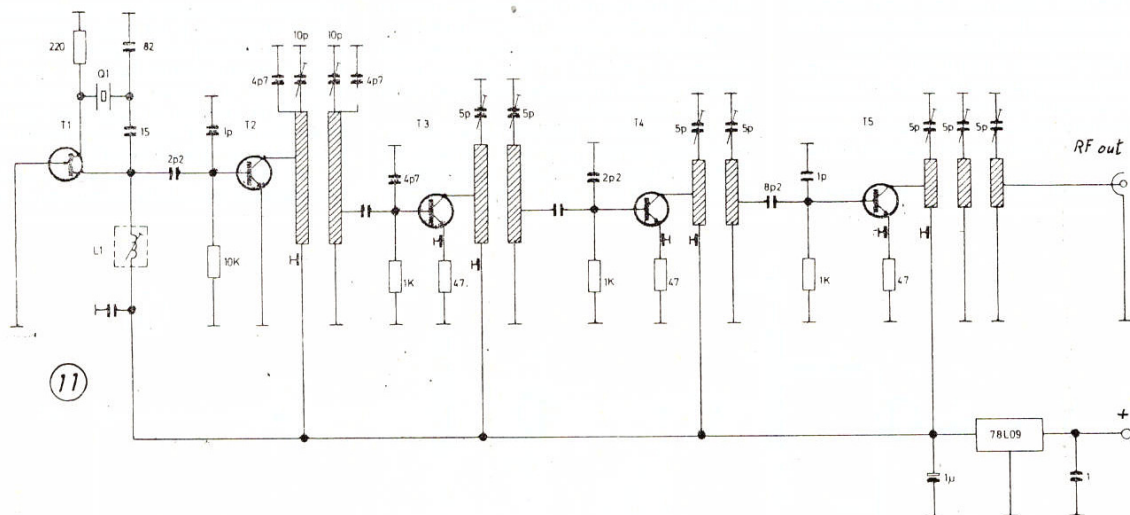


Fig 11 Oscillatore locale XLO-1 Opt. 01 2256 MHz (T1 = U310; T2 = BFR 90A; T3, T4, T5 = BFR91A; L1 = 5061; Q1 = xtal 94 MHz).

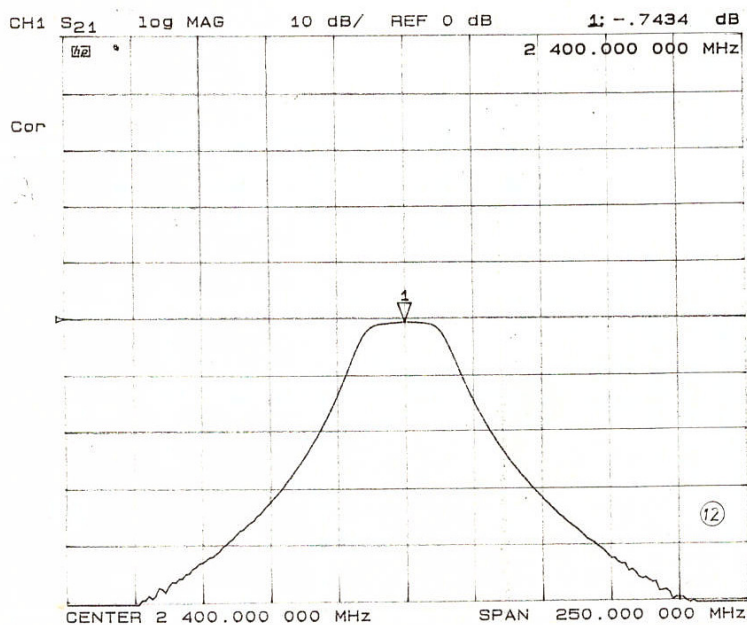


Fig. 12 Curva di risposta del filtro interdigitale a tre poli per 2400 MHz

e la 3-spire, basta ricordare che ogni segnale si attenua di 22 dB alla distanza di una lunghezza d'onda e che, raddoppiando la distanza ogni volta, bisogna aggiungergli 6 dB. Siccome la distanza è 90 cm, ne deriva a $\lambda = 24$ cm un'attenuazione di 33 dB, che corrisponde a 2000 volte.

La potenza del segnale che raggiunge il gate del DX-2320 è dunque di 50 mW, un po' troppo per un GaAsFET (ma finora non si è bruciato). Diversamente dovrò montare un buon relé coassiale fra elica e preamplificatore nel seguente modo. Il comune del relé va all'ingresso del preamplificatore. Il contatto normalmente chiuso va ad una terminazione da 50 ohm. Il contatto normalmente aperto va all'elica.

Con questo sistema, alimentando il preamplificatore col suo ingresso chiuso su 50 ohm e relé diseccitato si può misurare il rumore del sistema a temperatura ambiente della terminazione che è di 290 kelvin.

Quando si eccita il relé si misura il rumore raccolto dall'antenna che, se puntata sul cielo freddo, deve essere inferiore a quello prodotto dalla resistenza. In poche parole, ci si può divertire a trovare le zone più rumorose, come la direzione della città od il sole, e le zone meno rumorose, come il cielo.

Ultima precauzione è quella di collegare un diodo in parallelo alla bobina del relé, col catodo sul positivo di alimentazione. In questo caso lo spike che si produce all'apertura del circuito, si cortocircuita sul diodo e restano solo 0,6 V che non danneggiano i vari GaAsFET del preamplificatore e del converter.

Diversamente, se l'alimentatore è comune, si verificherà un'ecatombe di transistor. :

I segnali traslati dal transponder Modo-S di OSCAR-13

Il livello dei segnali traslati è pari o superiore a quello del beacon e non c'è QSB come invece avviene nel Modo-B. Il QSO è davvero come al telefono o come sul transponder Modo-L. Il transponder Modo-S presenta un difetto ancora poco chiaro perché trasla in 2400 MHz anche i segnali che vengono trasmessi in 70 cm verso il transponder Modo-B. Più in dettaglio, i segnali uplink Modo-B compresi fra 435.480 e 435.516 MHz vengono traslati da 2400.711 a 2400.747 MHz. Ci si accorge del fatto perché segnali uplink del Modo-B vengono traslati nel Modo-S e si ascoltano in LSB, mentre quelli uplink, propri del Modo-S e compresi da 435.603 a 435.639 MHz vengono ricevuti in USB. Non si conoscono ancora i motivi per i quali il transponder Modo-S trasla in 2400 MHz anche parte di banda del Modo-B.

Il ricevitore in 70 cm di Oscar-13 è comune sia per il Modo-B che per il Modo-S e non si può parlare di prodotti di intermodulazione perché i segnali del Modo-B traslati nel Modo-S in LSB, sono privi di distorsione, di ottima qualità e non mescolati a segnali USB trasmessi nella banda riservata in uplink al Modo-S.

Questo inconveniente crea QRM perché le stazioni che trasmettono in Modo-B non sanno di essere traslate in Modo-S e non hanno mezzi per saperlo. Questo inconveniente non è eliminabile tenendo staccato il trasmettitore del transponder Modo-B perché il ricevitore in 70 cm è comune.

Se il beacon in 145.812 MHz è acceso, molte stazioni provano a sentirsi traslate anche se il trasmettitore del Modo-B è spento e, non riuscendo nell'impresa, si spostano in su e in giù di frequenza creando ancora più QRM. Un sistema, per evitare l'inconveniente, almeno in parte, è quello di tenere spento il beacon in 145.812 MHz quando opera il Modo-S.

Siccome la maggior parte degli utilizzatori trasmette se sente il beacon attivo, senza conoscere esattamente i modi operativi, il QRM sarebbe molto ridotto.

Le stazioni che conoscono i modi operativi si astengono dal trasmettere in Modo-B quando opera il Modo-S.

Questo inconveniente tuttavia permette di fare QSO in Modo misto fra due transponder, il Modo B ed il Modo S. Chi infatti ascolta in Modo-S da 2400.711 a 2400.747 MHz i segnali LSB trasmessi in Modo-B da 435.480 a 435.516 può chiamare il corrispondente in Modo-B trasmettendogli in LSB sulla stessa banda e fare QSO via due transponder.

Le stazioni operative in Modo-S alla data del marzo 1990 erano 45 in tutto il mondo: cinque tedesche, due inglesi, quattordici giapponesi, dieci nordamericane, due belghe, due canadesi e infine ben otto italiane, ma aggiornate alla fine di luglio: IKICOA, IW2DCQ, IN3HER, I6PNN, I7FKO, I7LIT, I7UGO e I8CVS.

I7UGO e I6PNN sono stati i primi a cimentarsi sul transponder Modo-S anche quando il medesimo funzionava male; a loro si deve il fatto che abbiano trascinato gli altri, me compreso. In questi ultimi mesi la lista mondiale è aumentata sensibilmente perché il transponder Modo-S è operativo con assoluta regolarità negli intervalli di MA programmati nel computer di bordo.

Un breve articolo riguardante questo transponder è stato pubblicato nel n. 1, marzo 1990 di "The AMSAT-Journal".

Il generatore di segnali a 2400 MHz

Per non incorrere in errori di taratura, sia del convertitore che del filtro interdigitale, è necessario un generatore di segnali a 2400 MHz. Diversamente, regolandosi sul rumore, è facile cadere alla frequenza immagine.

Il circuito, molto semplice ma efficace, mi è stato proposto via OSCAR-13 da JA4BLC, che mi ha poi inviato tutti i componenti.

Il circuito (fig. 5 - RR 10/90) funziona perfettamente e fa uso di un solo transistor bipolare NPN BFR-91 ed un quarzo da 11.275 MHz del quale si sfrutta la 213.^{ma} armonica (infatti: $11,275 \text{ MHz} \times 213 = 2401,575 \text{ MHz}$) e la sua frequenza va

regolata esattamente su questo valore tramite il compensatore in parallelo al quarzo.

A tale scopo è prevista una uscita BNC per un frequenzimetro collegato direttamente sul collettore del BFR-91 tramite un chip da 5 pF.

Nel mio caso si legge la frequenza della sesta armonica a 67.650 MHz, forse perché il quarzo ha un segnale molto più ampio sulla sesta che sulla fondamentale.

L'eleganza del circuito è il diodo S1, un 1N4148 oppure 1N914 che, tramite 330 pF, viene accoppiato strettamente, come fosse un link, al lato freddo di una linea L2 a mezz'onda, accordata a 2400 MHz. Siccome il diodo S1 genera tutte le armoniche del quarzo, ne verrà maggiormente esaltata la 213.^{ma} armonica, su cui si accorda L2 tramite il compensatore tubolare ceramico da $0,3 \pm 5 \text{ pF}$, un Johanson MAV01E05, familiare ai cultori delle UHF.

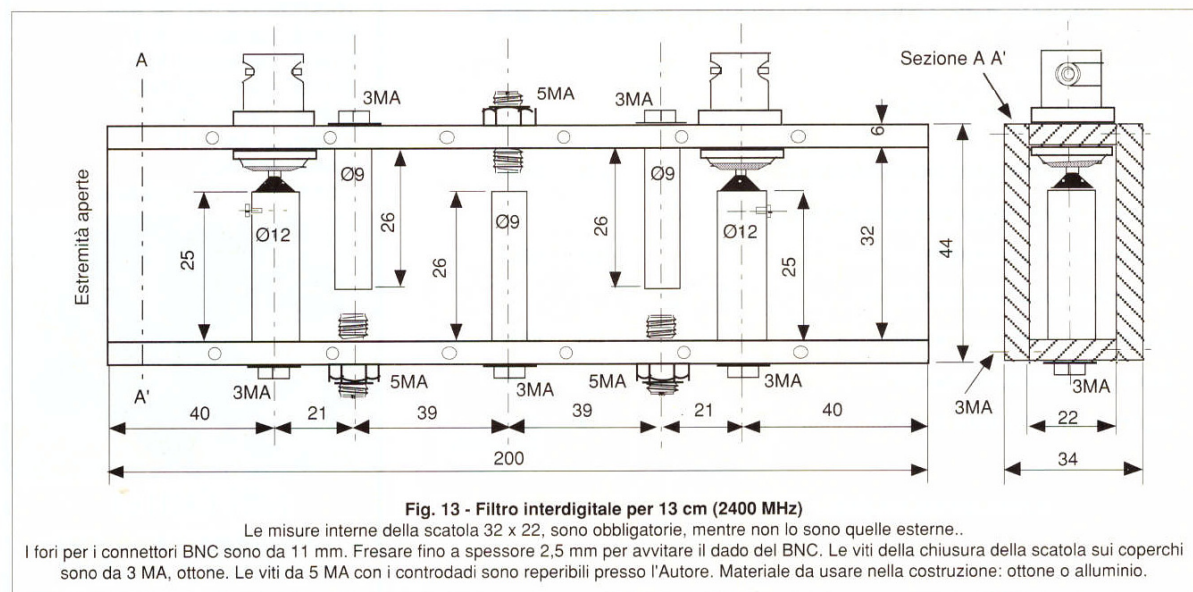
La sintonia a 2400.575 MHz è molto acuta perché L2 è in aria ed il generatore, collegato all'ingresso del preamplificatore, seguito dal convertitore ha un'uscita molto forte, oltre 70 dB sul rumore. Questo segnale è perciò molto utile per tarare preamplificatore, convertitore e soprattutto filtri interdigitali a 2400 MHz.

Bisogna stare molto attenti alla frequenza del quarzo che utilizza la 213.^{ma} armonica. Se infatti la differenza fra la frequenza nominale fosse soltanto di $\pm 1 \text{ kHz}$ su 11.275 MHz, questa differenza si tradurrebbe alla fine in una variazione di ben 213 kHz e si rischierebbe di uscire fuori della fetta 2400 - 2402 MHz che ci interessa.

La stabilità di frequenza del mio quarzo è ottima e la deriva di frequenza a 2401.575 MHz è contenuta in circa $\pm 15 \text{ kHz}$ in un'ora, dopodiché l'oscillatore si stabilizza.

Percuotendo il quarzo con un cacciavite si sente una discreta modulazione di frequenza che cessa alla fine della perturbazione meccanica. Il valore del quarzo che mi ha inviato JA4BLC non è obbligatorio.

E' sufficiente usare un quarzo che abbia un'armonica che cade esattamente fra 2400-2402 MHz. Anche se la cosa sembra facile, è molto improbabile avere un quarzo nel cassetto una cui armonica cada proprio in quel buco.



Spazio nuova frontiera

In tal caso conviene farsene tagliare uno in modo che la frequenza di uscita cada a 2401 MHz, ossia in centro banda.

Siccome il quarzo di JA4BLC non oscillava nel circuito Pierce consigliatomi, ho dovuto modificare lo schema aggiungendo sul collettore del BFR-91 un circuito accordato sulla frequenza del quarzo (fig. 6 - RR 10/90).

Sono così stati pubblicati sul n. 10/90 di R.R. entrambi i circuiti, in quanto il primo, più semplice, è un Pierce e potrebbe funzionare bene con quarzi diversi da quelli utilizzati da me.

Buon lavoro a tutti e a risentirci in Modo-S!

Caratteristiche downlink Modo-S (I8CVS)

Cifra di rumore totale RX:.....	NF = 1,6 dB
Fattore di rumore totale RX:.....	$F = 10^{1,6/10} = 1,445$ volte
Temperatura di rumore RX:.....	$T = (1,445 - 1) \times 290^\circ\text{K} = 129^\circ\text{K}$ (ove $^\circ\text{K}$ = kelvin)
Temperatura di rumore galattico a 2400 MHz:	circa 50°K
Temperatura di rumore totale del sistema:...	$T_s = 129^\circ\text{K} + 50^\circ\text{K} = 179^\circ\text{K}$
Larghezza di banda B del ricev. in SSB:.....	2600 Hz a - 3 dB
Potenza di rumore RX:.....	$P_N = k T B$
ove: $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$	
$T = 179^\circ\text{K}$	
$B = 2600 \text{ Hz}$	
$P_N = 1,38 \times 10^{-23} \times 179^\circ\text{K} \times 2600 \text{ Hz} = 6,42258 \cdot 10^{-18} \text{ W}$	
e, espressa in decibel:	
$P_N = 10 \log_{10} 6,42258 \cdot 10^{-18} = -172 \text{ dBW}$	

Attenuazione della tratta per Oscar-13 downlink 2400 MHz

$$\text{dB} = 32,5 + 20 \log_{10} F [\text{MHz}] + 20 \log_{10} D [\text{km}]$$

$$= 32,5 + 20 \log_{10} 2400 \text{ MHz} + 20 \log_{10} 36000 \text{ km} = 191 \text{ dB}$$

Bilancio della tratta per Oscar-13 downlink 2400 MHz

Potenza TX a 2400 MHz: 1W.....	0	dBW
Guadagno antenna Oscar-13 Modo-S (elica RHCP 10 spire).....	+ 10	dB
Potenza eirp effettivamente irradiata da Oscar-13		+ 10 dBW
Attenuazione della tratta per 3600 km (a 2400 MHz)	- 191	dB
Potenza in arrivo a terra (SSP).....		- 181 dBW
Guadagno parabola 1,2 m (a 2400 MHz).....	+ 27	dB
Segnale all'ingresso del preamplificatore.....		- 154 dBW
Potenza di rumore P_N del ricevitore.....		- 172 dBW
Segnale in arrivo S + N/N al subpoint.....		18 dB (sul rumore)

In pratica per squint angle di $\pm 15^\circ$ si ha un (S+N) /N di circa 15 dB

Elementi kepleriani di OSCAR-13

per il 1991

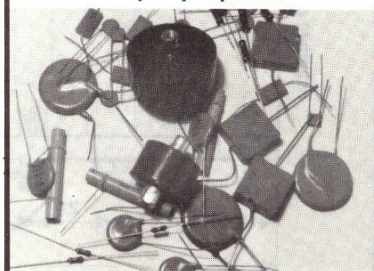
Epoch Year:	1991
Epoch Day:	1
Date MM/DD/YY:	1/ 1/ 91
Time HH:MM:SS:	0: 0: 0
Inclination:	56.9983
R.A.A.N.:	120.231742
Eccentricity:	.6994765
Arg. of. Perigee:	242.640883
Mean Anomaly:	283.867466
Mean Motion:	2.096993727
Decay Rate:	0
Epoch Rev.:	1951
S.M.A.:	25770.33958
Anom. Period:	686.6973332
Apogee:	36264.507
Perigee:	1441
Beacon:	145.812
Sideral Time:	.27544157



HAM CENTER
di PIZZIRANI P. & C. ...
Via Cartiera 37 - Tel. (051) 846652
40044 Borgonuovo di Pontecchio Marconi
(Bologna) Italy

RESISTENZE CONDENSATORI

Resistenze 1/4 W 5%
Resistenze 1/2 W 5%
Cond. ceramici B.T.
Cond. ceramici H.T.
Cond. ceramici NP0
Cond. elettrolitici
Cond. al tantalio
Cond. a mica
Cond. in polipropilene



HAM CENTER

...Ricordate è sinonimo
di garanzia e qualità!!!