

Domenico Marini - 18CVS
via De Gasperi, 89 Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Parte 1^a

Brevi richiami teorici

Ricevitori per satellite

Abstract

For low noise operation on 145 MHz satellite downlink, an antenna mounted low noise and high gain preamplifier is mandatory. The preamplifier is necessary to override the noise from cable and converter. On the negative side, gain compression and desensitization can arise in urban areas owing to strong nearby FM amateur signals..

Desensitization and blocking can be minimized using a very high intercept point preamplifier and converter and rejecting the unwanted signals with specially designed filters.

The proposed narrow band satellite set-up increases the overall compression point and dynamic range, drastically reducing the IMD products. High receiver sensitivity is the opposite of good IMD suppression and compression performance, but the proposed high IP-LNA and converter together with narrow band pass and deep notch filters are a valid method for those satellite users living near the city on today's crowded amateur bands.

A modern satellite dedicated receiver, in addition to meet high sensitivity, must provide freedom from IMD products, intermodulation distortion and blocking, but it requires big cavity filters and therefore its performance is restricted only to a few kilohertz for satellite use.

The first part of this article deals with theoretical considerations. Subsequent parts will be dedicated to build suitable preamplifiers, filters and converters.

Premessa • Mentre ascoltate OSCAR-13 a 145.950 MHz, mandate un OM sotto la vostra antenna con un palmare da 5 W e fategli trasmettere una portante a 145,450 MHz. Se continuate a ricevere il satellite, fate a meno di leggere queste pagine, diversamente questi sono...

I termini del problema

Il transponder Modo-B di OSCAR-13 mette a disposizione una potenza media di 3 W pep su antenna da 10 dBi per un utente il cui segnale down-link sia circa pari a quello del general beacon.

Alla distanza di 36.000 km la potenza raccolta da un'antenna di 15 dBi è -107 dBm all'ingresso del ricevitore.

Un OM, il cui ricevitore abbia una soglia di rumore tipica di -139 dBm a 2.4 kHz di banda, riceve il segnale del satellite con un rapporto S/N di 32 dB in SSB. Per ottenere questa soglia, con temperatura di antenna di 250 K in 2 metri e BW di 2400 Hz, la cifra di rumore totale del sistema ricevente deve essere circa 1.5 dB.

La tipica stazione terrena è composta perciò da un preamplificatore commerciale a GaAsFet montato in antenna e un postamplificatore analogo davanti a un convertitore o ricevitore commerciale VHF.

Usando questa configurazione, che assicura -139 dBm di noise floor, si possono verificare due evenienze.

A) l'OM vive lontano dai centri urbani, senza altri colleghi vicini. All'ingresso del ricevitore i segnali in 2 metri varieranno da circa -100 dBm a -30 dBm. Qualunque ricevitore, anche il più mediocre, si comporterà bene.

B) L'OM vive in città o in periferia. Ci sono molti OM che operano in FM. Le potenze in gioco sono ormai nella media di 100 W.

Il nostro vicino potrebbe distare un chilometro e puntare l'antenna verso la nostra direzione. In questo caso, se la sua potenza è 30 W in antenna da 15 dBi e se la nostra ricevente, di pari guadagno, guarda quella trasmittente, il nostro preamplificatore avrà una potenza applicata all'ingresso di ben -1 dBm.

Siccome alcuni OM alimentano con 300W (californiani ...) antenne da 18 dBi per usare i ponti in ogni circostanza, la situazione si complica e il ricevitore da satellite, che andava bene in campagna, si ammutolisce in città. Nella migliore delle ipotesi, se non c'è compressione, ci saranno prodotti di intermodulazione o rumore bianco sovrapposto ai segnali di OSCAR 13.

Siamo dunque bloccati e vediamo perché.

Il fenomeno cui si è accennato si chiama "Compressione del guadagno" e si verifica quando un ricevitore molto sensibile, sintonizzato su un segnale debole, ha al suo ingresso forti segnali adiacenti distanti anche centinaia di kilohertz da quello voluto.

Questi segnali possono causare un'apparente riduzione del guadagno in qualche stadio fino a ridurlo anche a zero.

I segnali forti che comprimono il guadagno di un ricevitore destinato al segmento satelliti 145.8-146.0 MHz sono concentrati intorno a 145.450 MHz ove mediamente operano le stazioni locali FM.

Se siamo tanto fortunati da non essere compressi o bloccati, si può avere distorsione da intermodulazione. Che cosa è?

Quando più segnali a R.F. di ampiezza variabile passano attraverso dispositivi non lineari come i mixer o stadi amplificatori che hanno comunque una certa non linearità, si generano nel ricevitore molti altri segnali chiamati prodotti di intermodulazione, che noi ascoltiamo, ma che in realtà, come descritto in (4), in antenna non ci sono per niente.

La distorsione da intermodulazione o IMD è un tipo di distorsione di ampiezza che si manifesta quando un amplificatore, arrivato al limite della sua zona di amplificazione lineare, è pilotato da più di un segnale. Questa distorsione diventa percettibile quando i segnali superano livelli tali da produrre IMD paragonabili ai livelli dei segnali che ci interessano ricevere.

Ciò premesso, chi volesse approfondire i concetti, dovrebbe studiare attentamente i riferimenti (1), (2), (3), (4), che trattano analiticamente queste funzioni di trasferimento.

Il primo rimedio

E' quello di usare amplificatori che lavorino in modo lineare anche con segnali forti all'ingresso e fare in modo che i segnali forti restino il più possibile verso l'antenna e vengano attenuati prima di arrivare agli stadi successivi.

Trovandomi nella situazione (B), la ricezione del satellite era limitata soprattutto dalla compressione e bloccaggio e nel più bello dei QSO non sentivo più niente.

Dopo aver esaminato il problema con I5TDJ, fra le varie soluzioni possibili, si concluse che il primo passo da fare era la costruzione del miglior preamplificatore conosciuto in grado di gestire segnali forti in ingresso senza andare in compressione, pur conservando bassa NF.

A tutt'oggi, il circuito giustamente più efficace è quello a controreazione collettore-emettitore ideato dal dr. Norton della ANZAC e descritto in (9), (11), (12), (15), (16), (17).

Le caratteristiche più salienti sono ripor-

Satelliti

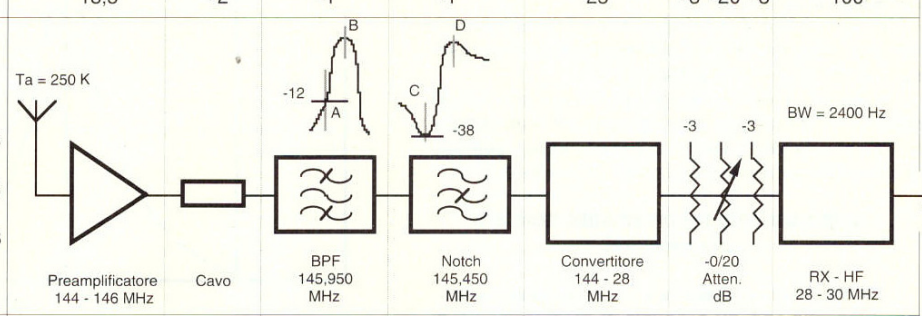
	1	2	3	4	5	6	7
Guadagno: G [dB]	18,5	-2	-1	-1	25	-3 -20 -3	100
Attenuazione filtri: a 145,950 MHz in: { A=12 dB B= 1 dB C=38 dB a 145,450 MHz in: { D= 1 dB							
Cifra di rumore NF [dB]	1,3	2	1	1	2,27	6	17
IP ₃ all'ingresso [dBm]	+14	>50	>50	>50	+15	>50	+25
Dinamica: DR [dB]	102	=	=	=	102	=	99

Tabella 1 - Schema a blocchi del sistema ricevente ad alta dinamica per traffico via satellite in 2 m Modo-B.
I valori riportati sono riferiti al singolo stadio e non sono influenzati dalla presenza degli stadi precedenti. BW = 2400 Hz; T_a = 250 K

tate in **tabella 1**. Forse qualcuno storcerà il naso e dirà: Una cifra di rumore di 1,3 dB? E' troppo! Niente affatto. In 2 metri una NF di 1,3 dB è più che soddisfacente per il traffico via satellite perché corrisponde a una temperatura equivalente di rumore di 101 K e il rumore cosmico in tale banda non è mai inferiore a 250 K, anche se l'antenna è puntata nel cielo, il che equivale a peggiorare la soglia di rumore del nostro sistema ricevente di 1,47 dB.

Quello che nuoce, non è soltanto il rumore a temperatura T_s generato internamente al ricevitore e che dipende da NF, ma anche quello raccolto dall'antenna a temperatura T_a.

Perché abbiamo a che fare con delle temperature? Che cosa sono?

Per chiarirci meglio le idee e per mettere in relazione la temperatura di antenna T_a — che si misura in kelvin [K] — con un rumore — che si misura in watt [W] — usiamo il termine chiamato "temperatura equivalente di rumore di antenna".

Ora noi tutti sappiamo che un resistore, più è caldo e più rumore produce.

Il T_a dell'antenna corrisponde proprio alla temperatura fisica di un resistore da 50 Ω che, se collegato al ricevitore al posto dell'antenna, produce all'uscita del ricevitore la stessa potenza di rumore, o soffio, di quando l'antenna è collegata e che si misura in watt.

Più T_a è alto e peggio è. A 144 MHz, in campagna, un'antenna per OSCAR-13, puntata nel cielo, avrà anche dei lobi secondari che guardano verso terra e così T_a, nel caso migliore, sarà circa 290 K, ossia l'antenna applica all'ingresso del ricevitore tanto rumore quanto ne produrrebbe un resistore da 50 Ω a temperatura ambiente collegato al posto dell'antenna. Se però l'antenna è un allineamento EME, con lobi parassiti molto attenuati e che vede solo il cielo con il lobo principale, si scende a T_a di circa 250 K.

In periferia, i lobi secondari raccolgono anche il rumore della città e l'antenna per OSCAR-13, anche se puntata nel cielo, avrà un T_a di circa 1200 K, quella per EME invece, più direttiva e con meno lobi parassiti, sarà poco oltre i 250 K.

Se siamo in città è difficile prevedere il T_a. In antenne poco curate, che raccattano rumore su tutti i lobi secondari, anche se puntate verso il cielo, si può arrivare a T_a di 10.000 K e molto oltre, cosicché il ricevitore, con antenna collegata, soffia di più che in campagna o periferia. Questo rumore non lo può togliere nessuno. Sulla base di questo concetto, ognuno può calcolare facilmente cosa si guadagna realmente in rapporto S/N passando per esempio da un preamplificatore con NF di 1,3 dB ad uno di 0,5 dB, ma — cosa essenziale — considerando non solo il loro rumore T_s ma anche il T_a dell'antenna che vi si somma.

Mano alla calcolatrice, la procedura di calcolo è semplice. Facciamo un esempio.

L'antenna per OSCAR-13 è in campagna. Siamo in SSB con BW = 2400 Hz, T_s vale 290 K ed abbiamo il preamplificatore "cattivo" per cui:

$$NF = 1,3 \text{ dB};$$

$$F = \text{antilog} (1,3/10) = 1,35$$

$$T_s = (1,35 - 1) \times 290 = 101 \text{ K}$$

La potenza di rumore all'ingresso del ricevitore è P = KTB e siccome T = T_s + T_a:

$$P_1 = 1,38 \times 10^{-23} \times (101 + 290) \times 2400 = 1,29 \times 10^{-17} \text{ W}$$

Tutti speranzosi, mettiamo ora il "top" appena acquistato, ossia il preamplificatore "buono" da 0,5 dB di NF con la "certezza" di vedere l'S-meter schizzare da S-1 a 9+20.

Mano ai calcoli, avremo:

$$NF = 0,5 \text{ dB};$$

$$F = \text{antilog} (0,5/10) = 1,12;$$

$$T_s = (1,12 - 1) \times 290 = 35 \text{ K}$$

Con la stessa antenna puntata nella stessa direzione, la potenza di rumore sarà:

$$P_2 = 1,38 \times 10^{-23} \times (35 + 290) \times 2400 = 1,07 \times 10^{-17} \text{ W}$$

ma purtroppo, passando da NF = 1,3 dB a NF = 0,5 dB, il miglioramento in rapporto S/N è soltanto di:

$$10 \log_{10} 1,29/1,07 = 0,8 \text{ dB}$$

ossia, meno della differenza fra le due NF; veramente poco, se consideriamo che i segnali dal satellite arrivano mediamente con rapporti S/N di 15 dB.

E' dunque meglio sacrificare 0,8 dB di S/N, ma avere un preamplificatore da 1,3 dB di NF che non va in compressione e bloccaggio, come può andare invece un normale preamplificatore a GaAsFET da 0,5 dB del commercio.

Se poi siamo in periferia con T_a = 1200 K e nelle stesse condizioni, ripetendo i calcoli, il miglioramento scende a 0,21 dB. Non vale dunque la pena scendere di NF per peggiorare la dinamica. In città poi, con T_a = 10.000 K, il miglioramento, come ognuno può verificare, è praticamente nullo.

Il discorso cambia se invece siamo in EME e soprattutto in campagna. Con BW = 100 Hz e T_a = 250 K, passare da NF = 1,3 dB a NF = 0,5 dB, significa guadagnare ben 0,9 dB in S/N, come facilmente verificabile con la macchinetta.

Ciò in EME può significare fare o non fare il QSO. Se in EME il discorso è diverso, è perché i segnali sono quasi sempre sotto il rumore, i rapporti S/N sono negativi e così 0,9 dB rappresentano un miglioramento enorme. Perciò è stato realizzato il preamplificatore in cavità a bassa NF descritto su RR 1/94.

In buona sostanza — e qui sta il punto — la formula P = KTB ci dice che, a parte K e B, che possiamo considerare due costanti, la temperatura T gioca il ruolo vincente. ➡

Essendo T la somma di $T_s + T_a$, se T_a è molto maggiore di T_s allora T_a domina ed "affoga" T_s per cui è inutile abbassare la cifra di rumore.

Se, al contrario, T_a è paragonabile a T_s o addirittura è inferiore, allora il rumore del ricevitore domina e sovrasta su T_s e perciò conviene abbassare NF.

Se ciò non è chiaro, bisogna pensarci finché non lo divenga. Facendo esercizi con la calcolatrice, abbassando ed aumentando T_a a parità di T_s e viceversa, ripetendo la procedura di calcolo già esposta, si farà luce da sé.

Comportamento del preamplificatore alla compressione

Con riferimento alla **tabella 1**, siccome il preamplificatore guadagna 18,5 dB e il punto di intersezione IP_3 di ingresso è 14 dBm, quello di uscita sarà:

$$14 + 18,5 = 32,5 \text{ dBm}$$

Il punto di compressione a -1 dB all'uscita si trova con buona approssimazione circa 15 dB più sotto di IP_3 , ossia a:

$$32,5 - 15 = 17,5 \text{ dBm} \quad \text{pari a } 56 \text{ mW}$$

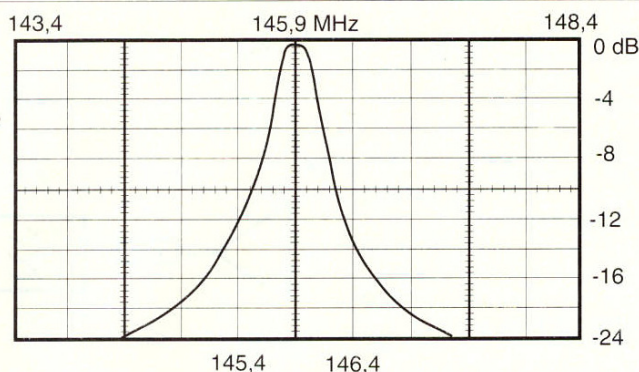


Fig. 1 - Cavità passabanda ad alto Q in quarto d'onda (BPF) Mod. IP14415 EDN. La perdita di inserzione è regolabile da 0,3 a 1,2 dB sui segnali desiderati a 145,9 MHz \pm 100 kHz. La reiezione a 145,4 MHz è 12 dB. I segnali al di sotto dei 144 MHz e al di sopra di 147,5 MHz sono attenuati di 20 dB. La potenza massima alla frequenza passante è 400 W. Il range di temperatura va da -30 a +60 °C. Altezza: 600 mm. Diametro esterno: 100 mm. Materiale: rame elettrolitico. Impedenza nominale: 50 Ω .

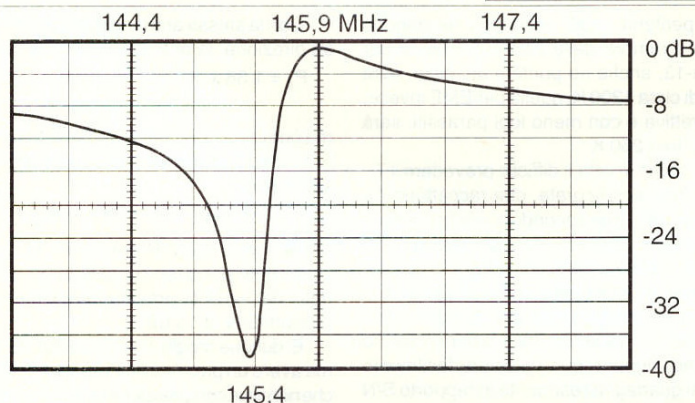


Fig. 2 - Cavità eliminabanda ad alto Q in quarto d'onda (Notch) Mod. IS14415 EDN. In soli 500 kHz di banda l'attenuazione passa da circa 0,5 dB (a 145,950 MHz) a 38 dB (in 145,475 MHz) e si mantiene nei limiti minimi di 32 dB fra 145,2 e 145,6 MHz dove operano stazioni locali FM. E' possibile rovesciare la banda passante su 144,300 MHz al disotto del notch, aumentare o stringere la pendenza del notch e regolare l'attenuazione sulla banda passante mediante due regolazioni micrometriche con l'ausilio di un analizzatore di spettro.

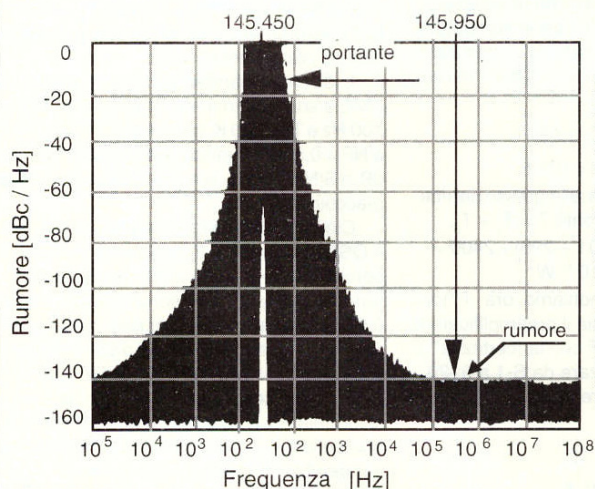


Fig. 2a - Densità spettrale del rumore.

In un oscillatore la potenza non è concentrata tutta sulla frequenza della portante, ma è distribuita su frequenze intorno a quella nominale dell'oscillatore, con un andamento come da figura. In ascissa sono segnate le frequenze in Hz rispetto alla portante ed in ordinata la densità di potenza in dBc/Hz rispetto al livello massimo di riferimento della portante stessa o zero dB come descritto nel testo.

Al disotto di questa potenza di uscita il preamplificatore lavora in modo lineare e siccome il guadagno è 18,5 dB, la potenza di uscita riportata all'ingresso è:

$$17,5 - 18,5 = -1 \text{ dBm}$$

$$\text{pari a } 0,794 \text{ mW o } 200 \text{ mV su } 50 \Omega$$

Tale valore di -1 dBm è dunque il livello massimo, in antenna al quale il preamplificatore comincia già ad accusare una compressione del guadagno di 1 dB.

Per segnali superiori a -1 dBm si arriva al bloccaggio perché il preamplificatore non ha più potenza da dare. Questo segnale è fortissimo.

Sono infatti 0,2 V applicati, ovvero 0,4 V di forza elettromotrice (fem) che si potrebbero misurare con un voltmetro elettronico munito di sonda a R.F. collegata ai capi del connettore di antenna a circuito aperto.

Ne consegue che il preamplificatore lavora bene ai segnali forti ed evitare il bloccaggio è quanto più ci interessa.

Comportamento del convertitore alla compressione

Ovviamente è impossibile che dal satellite arrivi un segnale da -1 dBm.

Questo può invece arrivare dal nostro vicino di casa su 145,450 MHz FM, che opera con alta potenza e così, a tali livelli, i -1 dBm ci arrivano anche se la nostra antenna è puntata verso il satellite e la sua altrove.

Il rimedio è quello di non fare arrivare questo segnale troppo in avanti dall'antenna verso gli stadi successivi; in questo caso, per esempio, il convertitore o ricevitore VHF, che riceverebbe i -1 dBm già amplificati di 18,5 dB dal preamplificatore.

Satelliti

re, ossia al livello di:

$$-1 + 18,5 = 17,5 \text{ dBm}$$

Che cosa succederebbe?

Il convertitore (si vedrà dopo perché) ha il punto di compressione a -1 dB relativo all'ingresso che è -14,7 dBm.

Se in entrata ci arrivassero invece 32,2 dB in più, anche se il preamplificatore regge, il convertitore andrebbe in compressione e bloccaggio sempre perché anche questo non avrebbe più potenza da dare.

Esiste un rimedio? La risposta è:

La radio si fa coi filtri (Motto di I5TDJ)

E questi vanno messi il più vicino possibile all'antenna. La soluzione ideale sarebbe un "front-end filter" a quarzo, centrato a 145,9 MHz e largo ± 100 kHz, da montare all'uscita del preamplificatore ottenendo un'attenuazione di circa 40 dB per i segnali fuori della sua banda.

In pratica, a questa frequenza, anche la Togo che fa degli ottimi filtri di antenna con IP₃ all'ingresso di +35 dBm non realizza larghezze di banda maggiori di ± 50 kHz a -3 dB con perdita di inserzione di 6 dB e 100 kHz sono troppo pochi, per lavorare tutto il modo-B.

Abbandonata l'idea di usare due filtri da ordinare in Giappone per costi proibitivi e problemi di intermodulazione, si è ripiegato su una soluzione casereccia e ingombrante, ma più efficiente.

All'uscita del preamplificatore, una cavità passa banda in quarto d'onda per ponti ripetitori (BPF) **fig. 1**, fa passare i segnali da 145,8 a 146,0 MHz con attenuazione di circa 1 dB rigettando di 12 dB quelli intorno a 145,450 MHz.

A valle del BPF, c'è un'altra cavità in quarto d'onda elimina banda "notch-filter" (**fig. 2**), tarata in modo da attenuare i segnali da 145,8 a 146,0 MHz di appena 1 dB e quelli a 145,450 MHz di ben 38 dB.

Entrambe le cavità hanno un intercept point maggiore di 50 dBm all'ingresso e sono opera di IC8HN che le ha progettate e realizzate su precisa specifica tecnica di cui alle curve di **figg. 2-3**.

In questa nuova situazione, i segnali da -1 dBm in antenna a 145,450 MHz ± 100 kHz saranno amplificati di 18,5 dB dal preamplificatore, all'uscita del quale si troveranno al livello di:

$$-1 + 18,5 = 17,5 \text{ dBm}$$

Questi segnali verranno attenuati di 2 dB dal cavo coassiale fra preamplificatore e stazione.

Siamo perciò a 15,5 dBm. Un'ulteriore attenuazione di 12 dB è dovuta al fianco del BPF e siamo scesi a 3,5 dBm; l'attenuazione più drastica di 38 dB è data però dal notch,

all'uscita del quale siamo a:

$$3,5 - 38 = -34,5 \text{ dBm}$$

che vanno all'ingresso del convertitore.

Questo valore è inferiore al livello di desensibilizzazione per compressione di ben:

$$-14,7 - (-34,5) = 19,8 \text{ dB}$$

Ora abbiamo davvero un buon margine di sicurezza contro il bloccaggio.

I segnali in banda satelliti da 145,8 a 146,0 MHz di livello molto debole (-110 dBm) sono attenuati invece dal notch di appena 1 dB all'uscita del preamplificatore e perciò questo filtro è come se non esistesse per i segnali voluti che arrivano all'ingresso del convertitore a un livello di circa -95,5 dBm.

E' da notare che l'attenuazione di 38 dB del notch continua anche per frequenze superiori a 146 MHz e che il BPF rigetta di 20 dB i segnali al disotto di 144 MHz e al disopra di 147,5 MHz proteggendo i 144-146 MHz da abusivi che ormai lavorano sopra e sotto la nostra banda usando direttive e notevoli potenze e che, data la vicinanza alla banda satelliti, potrebbero desensibilizzare il ricevitore.

In conclusione, il preamplificatore regge e con l'uso dei filtri il convertitore non va più in compressione.

Resta tuttavia un problema.

Ogni TX ha la sua banda di rumore. Questo rumore si può vedere in **fig. 2A** in termini della sua densità spettrale che è la potenza contenuta in un hertz di banda a una determinata frequenza rispetto al centro della portante che si considera di livello 1, ossia zero dB.

Siccome tutta la potenza non è concentrata sulla frequenza della portante, ma è distribuita su frequenze simmetricamente intorno a quella dell'oscillatore, questa si va attenuando man mano che ci si sposta sopra o sotto rispetto al centro della portante.

L'attenuazione, pur essendo grande e a fronte ripido fino a 100 kHz, rimane quasi costante poi fino a distanza di parecchi megahertz.

Questa potenza di rumore (soffio) viene amplificata dai trasmettitori, quindi irradiata anche in altre bande lontane.

Ne risulta uno spettro che ha in ascissa le frequenze in hertz rispetto alla frequenza portante e in ordinata la densità di potenza spettrale del rumore attenuato in dBc/Hz, ossia rispetto al livello della portante stessa (dB carrier) a una certa distanza da questa e contenuto in un hertz di banda come descritto in (21).

Per esempio, a distanza di 500 kHz dalla sua portante, un TX radiante di media purezza spettrale a 145,450 MHz può avere un noise a 145,950 MHz di circa -140 dBc/Hz rispetto al livello della portante stessa e perciò dove noi dobbiamo ricevere il satellite a 145,950 MHz, la potenza di rumore contenu-

ta in una banda di 2500 Hz è:

$$-140 + 10 \log_{10} 2500 = -106 \text{ dB}$$

sotto la potenza irradiata dalla portante indesiderata.

Se questa portante ci arriva sull'antenna con -1 dBm, il rumore bianco o soffio che noi riceviamo, e che nessun filtro può eliminare, è -107 dBm, ben 30 dB sopra il noise floor del nostro ricevitore.

Siccome questo soffio è irradiato in banda da ricevere dall'oscillatore indesiderato a 145,450 MHz, questo rumore incoerente mascherà il voluto segnale del satellite.

A questo non c'è rimedio.

Tale fenomeno può essere anche osservato puntando l'antenna verso le postazioni metropolitane di emittenti FM e TV, tutte ad alta potenza.

Alcune di queste a bassa purezza spettrale degli oscillatori, irradiano rumore bianco che noi avvertiamo come aumento di soffio o peggioramento della soglia di rumore del nostro ricevitore di qualche decina di decibel.

Purtroppo trattandosi di rumore in banda, non c'è nulla da fare solo con filtri, o alto IP del ricevitore, ma bisogna andarsene in campagna.

Continua. I

Bibliografia

- 1) Receiver noise figure, sensitivity and dynamic range. What the numbers mean - by James R. Fisk W1DTY • Ham Radio Magazine October 75 pag. 8-25.
- 2) La misura di MDS e IMD nei ricevitori per onde corte - di Giorgio Vanin IN3IYD • Radio Rivista 12/92.
- 3) Alcune note per il progetto di un ricevitore per onde corte - di Giorgio Vanin IN3IYD • Radio Rivista 9/93.
- 4) Intermodulazione e modulazione incrociata - di Goliardo Tomassetti - di I4BER • Radio Rivista 10/70 e 12/92.
- 5) A high-dynamic-range MF/HF receiver front end - by Jacob Makhinson N6NWP • QST February 1993 pag 23-28.
- 6) Transverter ad alta dinamica 144/28 MHz - di Pippo Gristina IT9FTG • Radio Rivista 1/93 pag. 20 e Radio Rivista 4/93 pag 20.
- 7) RØ Paganella Front end - di IN3HOG - IN3AHO Radio Rivista 10/89.
- 8) A new type of preamplifier for 145 MHz and 435 MHz receivers - by M. Martin DJ7VY • VHF Communications 1/1978, pag. 218.
- 9) A modern receive converter for 2 m receivers having a large dynamic range and low intermodulation distortions - by M. Martin DJ7VY • VHF Communications 4/1978, pag. 218.
- 10) High IP-LNA for 432 - by R. Bertelsmeier DJ9BV • DUBUS 2/1992, pag. 15.
- 11) All about Phase Noise in oscillators - by Ulrich L. Rohde KA2WEU: QEX December 1993.
- 12) Corrispondenza tecnica con I5TDJ.

Domenico Marini - I8CVS
via Alcide De Gasperi, 89 Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Parte 2^a

Ricevitori per satellite Comportamento all'intermodulazione

Nella prima parte è stato esaminato il comportamento del preamplificatore e del convertitore alla compressione. Ora, con l'ausilio della Tab. 2, colonna 1, osserviamo che: se applichiamo all'ingresso del preamplificatore due segnali P_1 da -1 dBm ciascuno, separati di 25 kHz, si creano all'uscita prodotti di intermodulazione P_d di livello -12,5 dBm, ma questi sono attenuati rispetto ai segnali in uscita P_3 di:

$IMD = 2 \times (IP_3 - P_1) = 2 \times [14 - (-1)] = 30$ dB
il che, a 500 kHz dalla banda satelliti, non è poi male. Di meglio non si può fare, a meno di montare BPF e notch sull'antenna a monte del preamplificatore degradando però la sua

NF di almeno 2 dB con tutte le complicazioni termo-meccaniche per i filtri.

Passiamo al convertitore: nelle stesse condizioni di ingresso, ma a 145.450 MHz, i due segnali indesiderati P_0 alla sua uscita sono -9,5 dBm e i prodotti di intermodulazione P_d sono attenuati di (Tab. 2, colonna 5):
 $IMD = 2 \times [39,8 - (-9,5)] = 98,6$ dB

Si vede subito che, data la presenza dei filtri a monte, il comportamento del convertitore è molto migliore di quello del preamplificatore.

Ciò è dovuto al fatto che il solo convertitore, avendo a monte circa 50 dB di attenuazione alle frequenze indesiderate, è come se

vedesse in antenna -49 dBm mentre il preamplificatore, non avendo il beneficio dei filtri, intermodula di più perché all'ingresso vede sempre -1 dBm.

Il segnale di -1 dBm è il livello massimo che può arrivare in antenna, al di sotto del quale, è vero, non si verifica desensibilizzazione per compressione ma si generano tuttavia prodotti di intermodulazione P_d , come evidenziato dalla fig. 3.

Nel preamplificatore questi sono attenuati di poco perché $P_d = -12,5$ dBm si trova solo 30 dB sotto un segnale P_0 di 17,5 dBm. Nel convertitore invece lo sono di più e $P_d = -108$ dBm si trova ben 98,6 dB sotto un segnale P_0 di -9,5 dBm, come riportato in Tab. 2, colonne 1 e 5. I prodotti P_d generati nel preamplificatore sono poi riamplicati nel convertitore di 25 dB ma non provocano interferenza perché sono lontani 500 kHz dai segnali voluti a 145.950 MHz.

I prodotti del terzo ordine generati da segnali che cadono nella banda satelliti non si prendono neppure in considerazione perché, essendo i segnali desiderati in antenna dell'ordine di -100 dBm, questi sono enorme-

<div> Tabella 2 Comportamento del sistema ricevente in due metri alla compressione ed intermodulazione. </div>							
PARAMETRI	1	2	3	4	5	6	7
Cifra di rumore: NF	[dB]	1,3	1,33	1,35	1,4	1,44	1,5
Soglia di rumore: N_0	[dBm]	-139	-139	-139	-139	-138,7	-138,7
Guadagno: G	[dB]	18,5	16,5	15,5	14,5	39,5	133,5
IP_3 : relativo all'ingresso	[dBm]	14	13,9	13,8	13,8	0,3	-9
IP_3 : relativo all'uscita	[dBm]	32,5	30,4	29,4	28,3	39,8	124,4
Punto di compressione a 1-dB in ingresso	[dBm]	-1	-1,07	-1,12	-1,2	-14,7	-24
Punto di compressione a 1-dB in uscita	[dBm]	17,5	15,4	14,4	13,3	24,8	109,4
$IMD = 2(IP_3 - P_1)$	[dB]	30	29,8	51,7	125,6	98,6	80
Dinamica = $2/3 (IP_3 - N_0)$ "Spurious Free"	[dB]	102	102	102	102	92,7	86,4
$P_{I(max)} = 1/3 (2 IP_3 + N_0)$ per $P_d = N_0$	[dBm]	-37	-37	-37	-37	-46	-52
$P_d = P_0 - (IMD)$; a 145,450 MHz	[dBm]	-12,5	-14	-48,2	-160	-108	4,67
$P_d = P_d + (IMD)$; a 145,450 MHz	[dBm]	17,5	15,5	3,5	-34,5	-9,5	84,5

Tab. 2 - La tabella si riferisce alle condizioni di ricezione di un segnale desiderato da -110 dBm a 145.950 MHz con due segnali indesiderati da -1 dBm ciascuno a 145.450 MHz e 145.475 MHz.

I valori riportati stadio per stadio sono cumulativi e ciascuno risente della presenza dello stadio precedente. Le cifre si riferiscono a ciascun punto in entrata ed uscita dei vari stadi.

I segnali indesiderati, partendo ogni volta dall'ingresso, valgono -1 dBm fino all'uscita del cavo, -13 dBm fino all'uscita del BPF e -49 dBm fino all'uscita del notch. All'ingresso del convertitore i segnali indesiderati sono a -34,5 dBm. La dinamica è riferita a: $BW=2400$ Hz e T_e (antenna) = 250 K. Per verificare gli altri dati utilizzare il formulario. I simboli usati nelle formule sono relativi alla bibliografia (1) della Parte 1^a - RR 3/94.

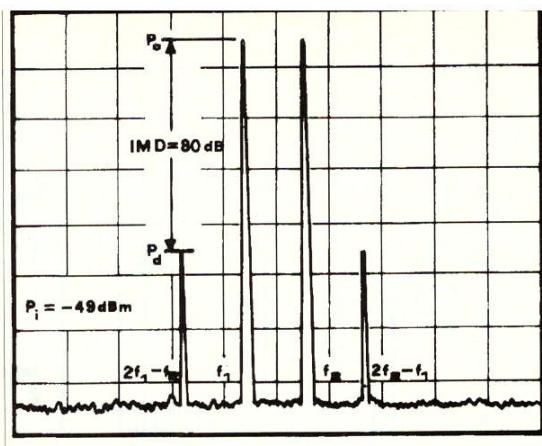
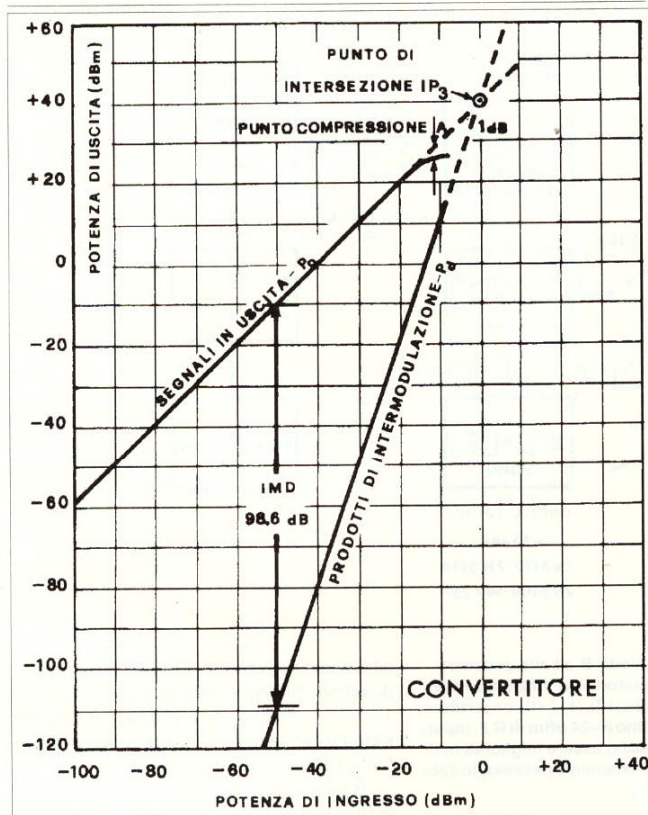


Fig. 4 - Uscita del ricevitore

Due segnali indesiderati da -1 dBm a $f_1 = 145.450$ MHz ed $f_2 = 145.475$ MHz all'ingresso del ricevitore sono attenuati dal BPF e dal notch di 50 dB e vengono amplificati fino al livello di uscita $P_0 = 84.5$ dBm.

Questi segnali generano prodotti di intermodulazione $2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$ al livello $P_d = 4.67$ dBm.

I prodotti P_d sono sotto P_0 di $IMD = 80$ dB.

La IP_3 di uscita è 124.4 dBm. I livelli all'uscita del ricevitore hanno solo valore simbolico e servono esclusivamente ai fini dei calcoli (Tabella 2, colonna 7; ogni divisione verticale = 20 dB).

Fig. 3 - Prodotti di intermodulazione del convertitore

La IP_3 del convertitore relativa all'ingresso è stata degradata dal guadagno del preamplificatore passando da +15 a 0.3 dBm.

Il punto di compressione all'ingresso si trova a -14.7 dBm.

I segnali indesiderati all'ingresso del ricevitore sono a -1 dBm. Siccome questi sono attenuati dai filtri di circa 50 dB, il convertitore è come se li vedesse in antenna a -49 dBm anziché -1 dBm e perciò i prodotti di intermodulazione P_d a -108 dBm sono ben 98.6 dB sotto il livello dei segnali di uscita P_0 pari a -9.5 dBm.

I parametri del grafico sono confrontabili coi dati di Tabella 2, colonna 5.

mente inferiori al massimo segnale $P_{(max)} = -46$ dBm necessario per generare prodotti di intermodulazione P_d all'ingresso uguali al noise floor. Questi prodotti non sono udibili perché si trovano addirittura 161 dB sotto il rumore.

La strategia usata

Usando il BPF e il notch, abbiamo per così dire calmato di 50 dB, pari a centomila volte, i segnali indesiderati a 145.450 MHz a partire dal convertitore in poi e abbiamo lasciato al livello normale i segnali che ci interessano in banda satelliti a partire dall'antenna in poi. In altri termini, è come se avessimo attenuato di centomila volte la potenza dei TX disturbatori lasciando invariata quella dei nostri corrispondenti che ci arrivano dal satellite.

Il passo finale è quello di presentare al ricevitore HF 28-30 MHz, un segnale convertito di livello tale da non mandarlo in compressione.

L'usanza più comune consiste nel collegare l'uscita del convertitore direttamente all'ingresso di un ricevitore HF molto sensibile e con guadagno di 100 dB. Siccome il preamplificatore più convertitore guadagna da soli circa 40 dB, il risultato è quello di vedere un S meter sempre oltre il 9, ma di solo rumore, e sentirsi dare rapporti esage-

mati di 9 + 20 dB. Ciò provoca l'intervento dell'AGC e ci avvicina alla compressione.

Il segnale applicato al ricevitore HF deve essere invece il più basso possibile per non superare il punto di compressione all'ingresso che, nel nostro caso, è -24 dBm.

Per questo motivo, dopo il convertitore, sono stati inseriti gli attenuatori fissi da 3 dB, a monte e a valle di quello variabile da 20 dB, a step di 1 dB.

Ciò, oltre a diminuire il livello all'ingresso del ricevitore HF, fa vedere meglio 50 Ω all'attenuatore variabile che, misurando dB veri, consente precise misure comparative di livello fra due segnali. Il dire al corrispondente "Ti ricevo 20 dB sopra il rumore del mio ricevitore" è molto più esatto che dare rapporti di S-9+20 quando il rumore da solo è S-9, oppure addirittura dire "Il segnale è zero però la comprensibilità è 5". Prima di tutto ogni S meter parte da S-1 e non da zero. Se il segnale fosse zero non ci sarebbe affatto. Se l'ago non si muove ma si sente il segnale vuol dire che manca solo guadagno ma che il rapporto S/N è buono. Se siete in QSO con un OM pignolo potete dirgli che vi arriva 20 dB sopra il vostro "noise floor" da -139 dBm e lo farete felice.

D'altronde, non è possibile basarsi su un S meter, che per quanto tarato in partenza, ma essendo ora preceduto da un'amplificazione di 40 dB, non misura più niente di vero.

La distribuzione filtrante BPF più notch proposta, consente l'uso di convertitori con IP_3 all'ingresso anche minore di 15 dBm che sono facilmente realizzabili, o reperibili oggi nel mercato DL.

Senza filtri, la IP_3 necessaria sarebbe tanto alta da non potersi tecnicamente ottenere e, se ciò fosse, andrebbe in compressione il ricevitore HF.

BPF e notch, volendo, possono essere tarati per la banda EME e troppo in CW-SSB, oppure essere esclusi mediante due relè coassiali e l'estensione da 144 a 146 MHz è possibile con prestazioni ridotte per QSO meno impegnativi o locali che non richiedono il preamplificatore.

Risultati ottenuti

L'analisi del sistema, avanzando stadio per stadio, è stata effettuata utilizzando tutte le formule riportate in (1 • Parte 1^a - RR 3/94).

) e altre essenziali, riguardanti il degrado di IP per stadi in cascata indicati da I5TDJ. E' stato così scritto un semplice programma su calcolatrice TI-59 che usa il normale linguaggio della gerarchia algebrica. E' stata elaborata la Tab. 2 col "Formulario" in appendice che contiene le equazioni del programma. Chi ha un PC IBM compatibile usi il programma APP-CAD della HP.

Analizzando la Tab. 2 è possibile dedurre

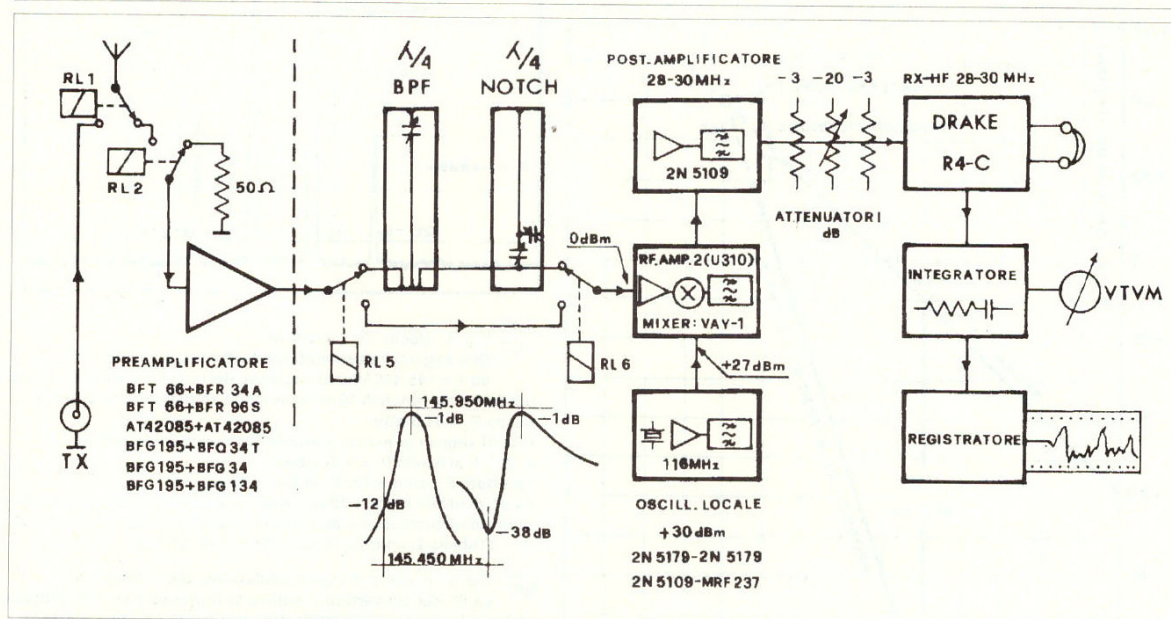


Fig. 5 - Schema a blocchi dell'intero sistema ricevente via satellite Modo-B ad alta dinamica. Il preamplificatore a due stadi è riportato in sei versioni diverse di transistori a prestazioni sempre crescenti in IP e NF come descritto nell'ordine nelle bibliografie: (15), (12), (17), (11). • Il convertitore monta un mixer doppio bilanciato a diodi VAY-1 con +27 dBm di L.O. e fino a +24 dBm di R.F. input. • I due stadi amplificatori a R.F. con U-310 sono descritti in (13) e possono essere migliorati in IP e NF usando le configurazioni descritte in (16), (17), (11) anche se non strettamente necessario data la presenza dei filtri a monte (vedi bibliografia nella Parte 1ª - RR 3/94).

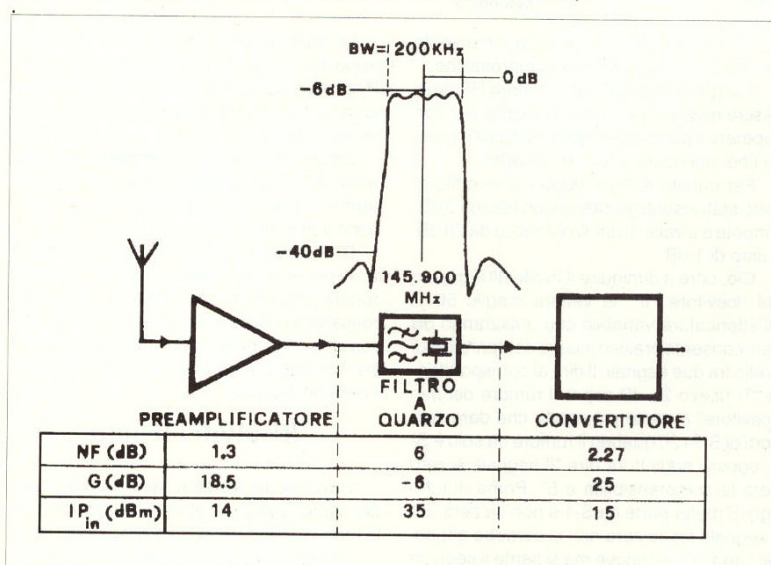


Fig. 6 - Se fosse possibile realizzare un filtro a quarzo a 145.900 MHz \pm 100 kHz a -3 dB, con IP3 all'ingresso di 35 dBm e perdita di inserzione di 6 dB, il sistema, come descritto nel testo, sarebbe competitivo rispetto alle cavità. A prezzi proibitivi i "front end" filters sono costruiti dalle migliori ditte quali Togo, Tele-Quarz, KVG, ICM e sono anche impiegati nelle medie frequenze dei transponders di OSCAR-13 a circa 40 MHz. Come descritto in (16) da DJ7VY questo settore è di notevole interesse sperimentale. Per più dettagliate informazioni rivolgersi a I5TDJ che discusse questo problema in una relazione al Congresso VHF-UHF-SHF di Modena nel 1980. Pare che questi filtri siano oggi realizzabili con tecnologia ad "onda acustica superficiale" e siano usati nelle FI dei TV, larghe 5 MHz.

altre cose: ricevendo a 145.950 MHz, la cifra di rumore NF viene degradata solo da 1,3 a 1,5 dB, cosicché la soglia di rumore del sistema con temperatura di antenna a 250 K, resta circa costante su -139 dBm.

A proposito di questa temperatura, è opportuno precisare che trattasi di temperatura equivalente di rumore raccolto nella zona sottesa dal fascio dell'antenna puntata in una certa zona del cielo.

Questa temperatura non ha nulla a che fare con la temperatura fisica a cui si trova l'antenna, sia essa installata al caldo dell'equatore o al gelo dell'Antartide. La resistenza di radiazione dell'antenna, pur essendo 50 Ω , non è un resistore dissipativo, tanto è vero che riceve e irradia, ma è bensì il rapporto fra tensione e corrente relativo alla potenza ricevuta o irradiata.

Quindi è un resistore che non c'è e perciò il rumore che genera non dipende dalla temperatura a cui l'antenna si trova ma da quanto rumore l'antenna raccoglie. Se, ad esempio, la soglia di rumore di un ricevitore con l'ingresso chiuso su un generatore o un resistore da 50 Ω in laboratorio, alla temperatura ambiente di 17 °C o 290 K, è -139 dBm, questa soglia diventa più bassa se siamo collegati a un'antenna, a temperatura ambiente anche lei è vero, ma il cui rumore raccolto corrisponde a 60 K.

Ciò è come dire, e questo è il punto, che l'antenna raccoglie tanto rumore quanto ne produrrebbe un resistore da 50 Ω raffreddato alla temperatura di 60 K o 213 °C sotto zero. Questa potenza di rumore disponibile in antenna è -180,8 e non -174 dBm per Hz di banda, come molti credono erroneamente. Se andassimo poi a sintonizzare i 145.450

MHz, in assenza di segnali, sentiremmo solo il rumore del convertitore da 2.27 dB di NF più quello dell'RX HF, in pratica nulla, data la presenza degli attenuatori. Data infatti l'attenuazione di 50 dB all'ingresso del convertitore, il rumore del preamplificatore da 1.3 dB di NF, nonostante il suo guadagno di 18.5 dB, non si sentirebbe affatto e a questa frequenza è come se la NF totale del sistema fosse divenuta 37 dB e perciò il ricevitore a 145.450 MHz risulta sordo.

Ciò può essere verificato usando le formule per stadi in cascata relative alla cifra di rumore riportate nel "Formulario".

La **Tab. 2**, colonna 7 ci dice inoltre che il ricevitore HF va in compressione con -24 dBm all'ingresso e siccome l'uscita del convertitore si trova a -9.5 dBm, questa soglia è più alta del dovuto di

$$-9.5 - (-24) = 14.5 \text{ dB}$$

A evitare compressione del ricevitore HF ci sono attenuatori per 15 dB e così siamo in sicurezza da sovraccarico.

La **Tab. 2**, colonna 7, in unione alla **fig. 4** ci mostra che con due segnali in antenna da -1 dBm a 145.450 MHz, i prodotti di intermodulazione P_o all'uscita del sistema hanno un livello di 4.67 dBm, ma essendo i rispettivi segnali P_o pari a 84.5 dBm, i prodotti del terzo ordine all'uscita del ricevitore sono attenuati di:

$$\text{IMD} = (P_o - P_d) = (84.5 - 4.67) = 80 \text{ dB (fig. 4)}$$

Ne consegue che i segnali indesiderati P_o all'uscita del ricevitore, riportati all'ingresso di antenna, solo per quanto riguarda il convertitore, è come se fossero: potenza di uscita diviso guadagno totale, ossia ragionando in dB

$$P_i = (P_o - G) = (85.4 - 133.5) = -50 \text{ dBm}$$

anziché -1 dBm com'è in realtà.

Questa differenza è 50 dB e corrisponde proprio all'attenuazione dei filtri BPF più notch.

E' chiaro che in colonna 7, **Tab. 2**, IP_o , P_o e P_i essendo all'uscita sono tanto grandi da avere solo valore simbolico per fare i calcoli. Una IP di 124.4 dBm significa una potenza di 2.75 MW, quanto basta ad alimentare uno stabilimento industriale anziché un paio di cuffie. Si potrebbe dedurre molto di più, ma la **Tabella 2**, studiata con l'ausilio bibliografico (1), (2), (3) della **Parte 1ª - RR 3/94**.

e del presente "formulario", evidenzia la sensibilità nel ricevere il segnale voluto, l'efficienza nel rigettare i segnali indesiderati, quanto di limitativo resta nell'insieme e quanto sia impossibile da ottenere coi soli ricevitori del mercato VHF.

La dinamica "Spurious Free" di questo satellite dedicato è 86.4 dB, ma con preamplificatore ON e 2.4 kHz di banda. Le specifiche commerciali invece danno anche di più ma in modo ingannevole. Per gonfiare la dinamica DR

$$\text{DR} = 2/3 (IP - N_o)$$

i costruttori abbassano il noise floor N_o misurandolo a 500 Hz di banda passante e ovvia-

mente senza preamplificatore in modo che IP sia più alto. I soliti trucchi del mestiere.

Il sistema ha subito notevoli miglioramenti nel tempo e la IP di ingresso del preamplificatore, che rappresenta il punto debole del sistema, è stata aumentata da +14 a +22 dBm con la stessa NF.

Nelle puntate successive saranno descritte le apparecchiature nei loro dettagli costruttivi in modo che sia possibile la loro pratica realizzazione.

Conclusioni

Questo studio teorico è basato sul calcolo e non su misure di laboratorio, eccezione fatta per la NF. L'esattezza dei risultati è data però dal fatto che "in aria" il sistema funziona e permette di ascoltare un segnale di -130 dBm da Oscar-13 a 145.950 MHz e di trasmetterlo contemporaneamente in FM a 145.450 MHz ritrasmettendolo con un TX da 5 W in un'antenna direttiva puntata su quella che riceve il satellite. La distanza fra le due antenne è cinque metri.

Anche un TX da 40 W a 145.450 MHz applicati a una ground-plane, che dista una decina di metri da quella per Oscar 13, non riesce a mandare in compressione il ricevitore e ci sono 10 dBm al suo ingresso. Un OM che trasmette con un centinaio di watt a un chilometro da me, con le antenne sulle mie che si guardano, si avverte appena col già discusso aumento del soffio emesso dal suo oscillatore locale mentre prima mi bloccava completamente il ricevitore a prescindere da dove fosse puntata l'antenna.

L'analisi teorica, i rimedi adottati e le prove pratiche eseguite hanno dimostrato che gli OM nelle mie stesse condizioni, impossibilitati a lavorare satelliti o EME, lo possono fare con una spesa totale molto bassa e relativa alle uniche cose veramente essenziali che sono il preamplificatore ad alto livello e i due filtri BPF e notch.

Il convertitore, infatti, offre un margine di sicurezza di 19.8 dB alla compressione con una IMD di ben 98.6 dB, e perciò, essendo esuberante, può essere sostituito da un buon prodotto commerciale quale il Mod. K-2001 della SSB Electronic con una IP all'ingresso di +3 dBm.

Ne consegue che anche un buon transceiver tipo FT-790 o FT-736, preceduto dai due filtri, può dare, se necessario, analoghe prestazioni del convertitore più RX-HF. In questo caso però, a frequenze diverse dalla banda satelliti, i filtri devono essere esclusi in trasmissione con due relè coassiali.

Invito gli interessati a commenti e suggerimenti, specie per quanto attiene la realizzazione di adatti filtri "front-end" a quarzo, sperimentando su quarzi in banda 144 MHz tagliati opportunamente su frequenze in modo da coprire 200 kHz in banda 145.8-146 MHz.

Ciò renderebbe il sistema molto meno

ingombrante, seppure sufficientemente efficace. Se infatti il sistema fosse configurato come in **fig. 6**, dal nostro preamplificatore, con IP all'ingresso di 14 dBm e guadagno di 18.5 dB, seguito da un filtro a quarzo a 145.900 MHz ± 100 kHz, con IP di ingresso pari a +35 dBm e perdita di 6 dB, con l'ausilio del formulario si può calcolare che se arrivassero in antenna due segnali da -1 dBm nella banda del filtro, il filtro da solo genererebbe prodotti del terzo ordine P_o di -17.5 dBm. Il sistema preamplificatore più filtro avrebbe una IP totale di uscita di +24.6 dBm e i segnali da -1 dBm genererebbero prodotti del terzo ordine P_o di -14.6 dBm, il che rappresenterebbe una discreta sfida alle ingombranti cavità. Lo stesso sistema infatti, usando le cavità, avrebbe in uscita prodotti del terzo ordine P_o pari a -16.2 dBm, attenuati solo 1.6 dB in più rispetto a quelli del filtro a quarzo su cui l'OM impegnato potrebbe veramente sperimentare.

Ringrazio gli amici I5TDJ, per tutti gli insegnamenti teorico-pratici impartitimi ed a cui devo la supervisione dell'intero lavoro durato due anni; I1TEX, che ha fatto da cavia facendomi provare il suo convertitore ad alta dinamica descritto in (13) per le prime esperienze.

Ringrazio inoltre quegli OM che interferendomi inconsapevolmente, mi hanno obbligato a studiare in un settore così interessante col risultato di farmi meglio conoscere e migliorare il ricevitore che uso.

Bibliografia

- 5) CQ-DL: 9/84 pag. 425 di Michael Martin "Notch filters".
- 6) High Dynamic Range receiver input stages by Ulrich Rohde DJ2LR. Ham Radio Magazine October 1975 page 26.
- 7) Eight ways to better receiver design by Ulrich Rohde, DJ2LR: Electronics February 20-1975 page 87.
- 8) Optimum design for high frequency communications receivers by: Ulrich Rohde DJ2LR: Ham Radio Magazine. October 1976.
- 10) What's wrong with amateur VHF/UHF receivers and what you can do to improve them: by Joe Reisert W1JAA. Ham Radio Magazine March 1976 page 44.
- 13) Convertitore ad alta dinamica per 144 MHz: di Michele Senestro I1TEX. Radio Rivista 11/79 pag. 1091.
- 14) High Dynamic Range two-meter converter: by Ulrich Rohde, DJ2LR: Ham Radio July 1977 page 55.
- 18) Corrispondenza tecnica con I5TDJ.
- 19) I prodotti di intermodulazione: di I8CVS Domenico Marini: Radio Rivista 1/89
- 21) The ARRL - Handbook 1991 Chapter 25 page 38-45.



Domenico Marini - 18CVS

via Alcide De Gasperi, 89 Parco Merola
80059 Torre del Greco NA

Parte 3^a

Ricevitori per satellite Preamplificatore ad alta IP per 144 MHz

Abstract

Very rapid advances have been made in the last twenty years in the development of semiconductors. It seemed that at first the field effect transistor (FET) and then GaAsFET were getting more and more popular over bipolar transistors, especially with respect to the noise figure from VHF to SHF.

However, the modern bipolar transistor is still of importance in receive technology, especially since a well known type of "Noiseless Feedback Circuit" developed by Dr. David Norton in 1975 allows them to be made more linear and exhibits less noise than a FET and greater IP and dynamic range than a GaAsFET.

Since desensitization and overload were becoming a serious problem in 2-meters, as more and more amateurs started using high power linears and large directive antennas, the Norton circuit seems to be a modern solid state solution to the design goals when, for 2 meters satellite communications, an extremely low noise figure less than 1, 5 dB is not necessary but, a very high IP and compression performance may be more useful.

On today's crowded 2 meters amateur band and the high incidence of kilowatt-transmitters, strong signal performance is usually much more important than sensitivity.

Premessa

I criteri più importanti per giudicare la qualità di un ricevitore VHF sono la sensibilità, la reiezione all'intermodulazione IMD e l'immunità al bloccaggio. Nella ricezione via satellite OSCAR-13 Modo-B, i segnali ricevibili sono molto deboli e variano mediamente da -110 dBm a -130 dBm ai morsetti di un'antenna da 15 dBi di guadagno.

Per non perdere l'energia irrecuperabile del segnale, bisogna evitare intollerabili attenuazioni del cavo fra antenna e preamplificatore e così questo si monta in antenna.

Per non deteriorare il rapporto S/N, la cifra di rumore NF in 2 metri è bene che non superi 1,5 dB e che il guadagno non sia inferiore a 20 dB. NF più basse sono vantaggiose solo per chi fa EME, in quanto il rumore esterno raccolto dalle antenne usate per OSCAR-13 in genere supera di molto i 290 K.

E' però necessario che il preamplificatore e ciò che segue non vadano in compressione a causa di segnali forti in banda e che i prodotti di intermodulazione generati nel preamplificatore siano il più possibile attenuati.

Ciò può essere ottenuto usando transistor bipolari, in amplificatori a trasformatore con reazione negativa che forniscono un punto di compressione a 1 dB ed un punto di intersezione IP_3 elevati, unitamente a una NF accettabile.

Negli ultimi venti anni sono stati fatti notevoli progressi nello sviluppo dei semiconduttori e così i FET per primi, consentendo

basse NF in VHF e superiori, divennero preferibili ai transistor bipolari. Si ebbe allora l'epoca dei FET CP-643, U-310, P8000 che, montati col gate a massa e ingresso al source, presentavano direttamente una impedenza di entrata di circa 50 Ω e, pilotati con 50 Ω , davano la più bassa cifra di rumore, semplificando notevolmente le reti di adattamento fra l'antenna e il FET.

Successivamente a tutt'oggi, il GaAsFET, consentendo NF di frazioni di decibel, ha avuto il sopravvento sul FET, ma a causa delle basse correnti, di circa 10 mA, con cui lavora alla migliore NF, sia il punto di compressione, che la IP_3 , sono inferiori a quelle dei vecchi FET. Per esempio, a 144 MHz, la IP_3 di un FET U-310 è circa +7 dBm all'ingresso, con un punto di compressione a 1 dB di -8 dBm, e la sua NF è un non disprezzabile 2,5 dB con una corrente di 25 mA.

Al contrario, un moderno GaAsFET come l'MGF-1302, con 10 mA di source, fornisce una NF variabile da 0,5 a 1 dB, ma con una IP_3 di soli +3 dBm all'ingresso.

Siccome una NF così bassa non ci migliora il rapporto S/N, se la temperatura di antenna T_a è elevata, conviene orientarsi verso il circuito con "Retroazione senza perdite" a semiconduttori bipolari.

In questo circuito, sviluppato dal dottor David Norton nei laboratori di ricerca ANZAC nel lontano 1975 (1), i bipolari moderni, fatti lavorare a correnti più elevate dei GaAsFET, forniscono basse NF, non superiori a 1, 5 dB, un minimo di IP_3 all'ingresso, pari a +14 dBm,

e punti di compressione di 19, 5 dBm. Ciò corrisponde a 89 mW di potenza utile in regime lineare e soddisfa in genere le esigenze di sensibilità e di immunità alla compressione e bloccaggio nel traffico via satellite Modo-B di OSCAR-13.

Purtroppo nel 1975 i bipolari non erano così efficienti da rendere l'amplificatore di Norton competitivo col FET e inoltre il passaggio dal transistor bipolare al FET e poi al GaAsFET, con una benefica riduzione progressiva di NF (ma altrettanto negativa riduzione del punto di compressione e di IP_3) ha coinciso negli anni con la crescita del numero di OM e l'affollamento, specialmente in 2 metri. Siccome i parametri NF, IP e punto di compressione sono interdipendenti e specialmente indicabili per ogni singolo impiego, è bene non abbassare troppo la NF peggiorando in IP, se una così bassa cifra di rumore non ci serve, ma invece occorre evitare intermodulazione e bloccaggio, come avviene spesso via OSCAR-13.

Ecco dunque che il moderno transistor bipolare è ritornato molto importante nella tecnologia dei ricevitori da satellite, purché sia impiegato in questo vecchio circuito amplificatore a controeazione con trasformatore, o "Noiseless Feedback Circuit" che trova così un vero "revival" e che permette ai bipolari di moderna tecnologia un lavoro molto più lineare, con cifra di rumore più bassa, maggior potenza di uscita, e conseguente maggiore IP_3 che negli amplificatori convenzionali, ma soprattutto eccezionali proprietà di adattamento di impedenza.

Per esempio, nel circuito di Norton, il moderno transistor bipolare BFG-195, a 144 MHz fornisce una NF di circa 1,4 dB con IP_3 di 22,5 dBm all'ingresso, assorbendo ben 40 mA a 8,5 V, cosa impossibile da ottenere con qualunque GaAsFET.

Ciò è quanto ci serve per OSCAR-13, ma anche via tropo, specie se siamo in area urbana e suburbana a grande densità di OM ed alta temperatura equivalente di rumore di antenna T_a che limita la sensibilità del sistema per via del rumore "prodotto dall'uomo".

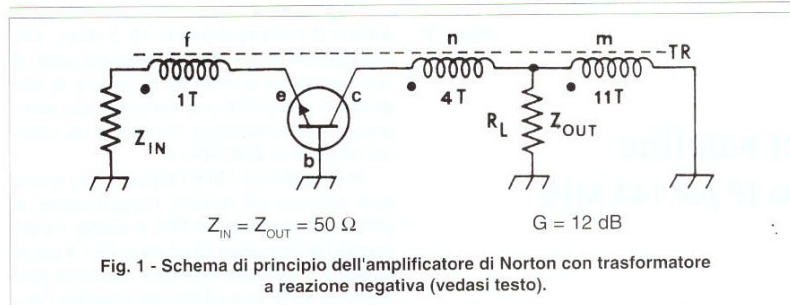
Il Noiseless Feedback Circuit

Questo circuito è stato descritto sotto l'aspetto teorico in (1), (2), (3). In quello teorico-pratico in (4), (5), (6), (7) ed in quello pratico in (8), (9), (10), (11). Si consiglia pertanto di consultare anche detta bibliografia.

Il funzionamento di questo amplificatore è concettualmente facile da capire.

In fig. 1 si vede che il transistor bipolare è collegato a base comune, ossia a massa.

Il segnale da amplificare è inviato all'emettitore attraverso l'avvolgimento (f) di un trasformatore. Sul collettore ci sono due avvolgimenti (n) e (m), in serie fra loro che funzionano da autotrasformatore. Sulla presa intermedia di (n + m) viene prelevato il



segnale di uscita. Siccome (f), (n), (m) sono avvolti opportunamente sullo stesso nucleo, come indicato dai puntini neri sullo schema, una parte del segnale di uscita viene riportata in ingresso in opposizione di fase. Con questo metodo, contrariamente a quanto avviene negli amplificatori convenzionali con rete di controreazione resistiva, la cifra di rumore del transistor rimane sostanzialmente quella del dispositivo e la linearità aumenta in funzione della quantità di reazione introdotta.

La proprietà più importante del circuito è che, se l'avvolgimento (f) è fatto con una sola spira e se il numero di spire di (n) è scelto in modo che:

$$n = m^2 - m - 1$$

allora il circuito presenta un adattamento di impedenza bidirezionale, ossia, se il carico collegato in uscita ha, per esempio, impedenza di 50 Ω , anche l'ingresso presenta 50 Ω e viceversa.

In buona sostanza, l'impedenza di ciò che si mette all'ingresso appare all'uscita e quella di ciò che si mette all'uscita appare all'ingresso.

Se dunque il carico in uscita ha $Z = 50 \Omega$ non occorre alcuna rete di adattamento fra antenna da 50 Ω e l'ingresso del transistor.

Ciò significa che il ROS di ingresso è molto basso e le perdite addizionali, dovute alle onde stazionarie nel filtro di ingresso e nel cavo fra antenna e amplificatore, sono minime. Il return loss tipico è infatti di 26 dB, pari a un ROS di 1,1.

Al contrario, una rete di adattamento che si rende necessaria fra antenna da 50 Ω e ingresso di un GaAsFET, per ottenere l'impedenza che il dispositivo vuol vedere per dare la più bassa NF, determina ROS elevatissimi all'ingresso, anche di 6, pari ad un return loss di appena 3 dB. Ciò può comportare inevitabili perdite nella rete di adattamento, che possono peggiorare la NF.

Se dunque, l'adattamento di impedenza nel circuito di Norton è bidirezionale o *two way impedance match*, come dicono gli americani, allora basta collegare all'ingresso Z_{in} un'antenna con $Z = 50 \Omega$ per avere l'uscita Z_{out} già adattata per ricevere un carico da 50 Ω e viceversa e ciò non è poco.

Questa peculiare caratteristica bidirezionale si ottiene accoppiando l'impedenza di

uscita con l'ingresso e quella di ingresso con l'uscita attraverso l'azione del trasformatore.

Affinché ciò si verifichi è necessario che il numero di spire dei tre avvolgimenti abbia relazioni ben determinate e che la permeabilità del nucleo sia adatta alla frequenza in gioco. Chi volesse approfondire l'argomento e sapere il perché ciò avviene dallo sviluppo matematico, dovrà studiare l'articolo originale di Hubbard (3).

Fissato (f) ad una spira, si ha che (m) può assumere valori ben precisi di 2, 3, 4 spire.

Il numero di spire di (n) determina però il guadagno in potenza essendo:

$$G = m^2$$

Così per esempio:

$m = 4$ spire; $G = 16$ volte = 12 dB

Scelto il guadagno necessario e perciò (m), si può determinare il numero di spire di (n) mediante la precedente relazione:

$$n = m^2 - m - 1$$

e ciò determina che all'ingresso ed all'uscita, Z_{in} sia automaticamente uguale a Z_{out} e viceversa. Ovviamente si possono trasferire nei due sensi *two way* impedenze anche diverse da 50 Ω . Si avranno dunque i seguenti numeri di spire per (f), (m), (n) coi rispettivi guadagni ottenibili come riportato in **tabella 1**.

Determinati (m) e (n), l'impedenza di carico al collettore sarà:

$$Z_c = (n + m) Z_{out}$$

Siccome (n + m) può assumere solo valori di 3, 8 e 15, se l'impedenza del carico Z_{out} è 50 Ω , allora l'impedenza Z_c al collettore sarà nei tre casi 3, 8, e $15 \times Z_{out}$ ossia $Z_c = 150, 400, 750 \Omega$, rispettivamente. Il principale svantaggio di questo circuito è che l'elevata impedenza di carico al collettore tende a limitare l'ampiezza di banda dell'amplificatore.

Avvolgendo il trasformatore con nuclei Siemens A8-X17 materiale U17, si è visto che usando $f = 1, m = 4, n = 11$ con $G = 12$ dB, il guadagno resta costante fino a 300 MHz e si può lavorare in 2 metri.

Con $f = 1, m = 3, n = 5$ con $G = 9,5$ dB, il guadagno resta costante fino a 500 MHz e si può lavorare sia in 144 MHz che 432 MHz.

Con $f = 1, m = 2, n = 1$ con $G = 6$ dB si arriva a 700 MHz.

Questo circuito può essere usato a frequenze superiori mediante un accoppiatore direzionale al posto del trasformatore, purché il tempo di transito attraverso il transistor non sia troppo grande.

L'impedenza di carico presentata all'emettitore è più semplicemente $2 \times Z_{out}$ e questa influenza di meno i limiti di ampiezza di banda.

Mentre in un amplificatore convenzionale il guadagno dello stadio è determinato dal rapporto fra l'impedenza di carico al collettore Z_c e quella di ingresso Z_{in} , nell'amplificatore di Norton il guadagno in potenza è invece dato da:

$$G = (Z_c / Z_{in}) + 1$$

Facciamo un esempio:

Se le impedenze all'entrata e all'uscita sono 50 Ω , allora per il numero di spire $f = 1, m = 4, n = 11$, l'impedenza al collettore è:

$$Z_c = 50 (11 + 4) = 750 \Omega$$

e il guadagno sarà:

$$G = (Z_c / Z_{in}) + 1 = (750 / 50) + 1 = 16 \text{ volte} = 12 \text{ dB}$$

Ciò conferma quanto riportato in **tab. 1** per detto numero di spire.

Con la stessa procedura è possibile verificare i guadagni per gli altri numeri di spire.

Infine, un amplificatore senza controreazione, per poter dare lo stesso livello di uscita, a parità di distorsione (cioè con lo stesso IP_3), dovrebbe funzionare con correnti di collettore più alta e quindi, usando l'amplificatore di Norton, possiamo ottenere l'uscita desiderata con minore dissipazione di potenza nel transistor.

Questo amplificatore è propriamente a larga banda e, bene inteso, il trasformatore non è per niente accordato con la frequenza di lavoro, ma serve solo a generare il feedback ed a fare le necessarie trasformazioni di impedenza.

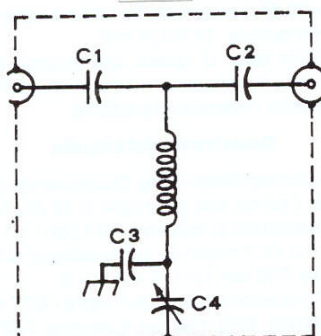
Tabella 1 - Numero di spire e parametri caratteristici dell'amplificatore di Norton

(f)	(m)	(n)	Guadagno: G [volte]	Guadagno: G [dB]	Z_c [Ω]
1	2	1	4	6	150
1	3	5	9	9,5	400
1	4	11	16	12	750

Elenco dei componenti del preamplificatore per 144 MHz (v. fig. 2)

T1 - T2: Consultare la tabella 2
C1 - C4: 4,7 pF NPO Cod. 24400 ADB
C2 - C3 - C11 - C14: 1 - 10 pF Modello 03A10 Airtronic o MAV Cod.23150 ADB
C12 - C13: 0,68 pF oppure 1 pF NPO Cod.24400 ADB
C5 - C6 - C7 - C8 - C9 - C10: 1000 pF chip NPO Cod. 24300 ADB
FT: Per montaggio su PCB 1000 pF chip NPO Cod.24300 ADB. Per montaggio sperimentale usare passanti 1000 pF Cod 24000 ADB
C15 - C16 - C17 - C18: 22 µF 35 V tantalio
C19: 100 µF 35 V tantalio
R1 - R6: Potenziom. chip 1000 Ω Cod.25401 ADB
R2 - R7: 1000 Ω chip
R4 - R5: Consultare Tabella-2
R3 - R8: Consultare Tabella-2
RFC1 - RFC2: 1 µH Cod.26360 ADB
RFC3 - RFC4: 3,3 µH Cod.2360 ADB
FB: Perline di ferrite Amidon gradazione 43 o altro tipo, purché con resistenza ohmica misurata fra i due fori di circa 50 kΩ
Connettori: BNC a flangia UG290A/U Cod. 21103 ADB
D1: 1N 4148 o equivalente
TR1: f = 1, m = 3, n = 5 filo smaltato Ø 0,12 su nucleo binoculare Siemens A8-X17 Cod. 26003 ADB (fig.5) avvolgere prima (f) poi (m) e infine (n)
TR2: f = 1, m = 4, n = 11 filo rame smaltato Ø 0,12 su nucleo binoculare Siemens A8-X17 Cod. 26003 ADB.(fig.5). Avvolgere prima (f), poi (m) e infine (n)
L1: 4 spire filo di rame argentato Ø 2 mm lunghezza avvolgimento 12 mm. Diametro interno 20 mm
FL1: Il filtro FL1 ed i componenti del preamplificatore sono montati in contenitori di vetronite G10 doppia faccia (misure interne) 60 x 50 x 200 di cui 60 x 50 x 100 sono occupati dal filtro e 60 x 50 x 100 dal preamplificatore. FL2 è staccabile e montato a parte in stazione.
L2: 5 spire filo di rame argentato Ø 2mm lunghezza avvolgimento 25mm. Diametro interno 17 mm. Avvolgimento destrorso.
L3: Come L2 ma avvolgimento sinistrorso
FL2: Contenitore filtro in vetronite ramata a doppia faccia e argentata (misure interne) 60 x 50 x 100 con diaframma intermedio e isolatore passante
UT-141: Cavo semirigido 50 Ω Cod.20202 ADB per collegamento scomparti filtro FL1 preamplificatore.
PCB: Sarà pubblicato nella prossima puntata n. 4 insieme ai disegni costruttivi del contenitore.

Fig. 3



Filtro passa alto per ingresso o uscita

$L = 3$ spire di filo di rame argentato Ø 2 mm, lunghezza avvolgimento 8 mm.
 Diametro interno 14 mm. Accordare C4 per la massima attenuazione a 100 MHz.
 Contenitore: 60 x 50 x 100 mm. C1, C2, C3 = 15 pF NPO ceramici Philips Cod.24400 ADB
 C4 = 1 - 10 pF Airtronic Cod. 23150 ADB
 Attenuazione:
 145 MHz: -0,06 dB
 134 MHz: -1 dB
 130 MHz: -3 dB
 100 MHz: -57 dB
 Stop band: -30dB: 97 - 103 MHz
 Stop band: -40 dB: 99 - 101 MHz
 Nota: tutti i componenti si devono autosupportare fra i connettori e C4 senza usare appoggi isolanti.

Per rendere l'amplificatore selettivo occorre inserire un filtro all'ingresso ed uno all'uscita che presentino impedenza di 50 Ω, sia all'amplificatore che al carico.

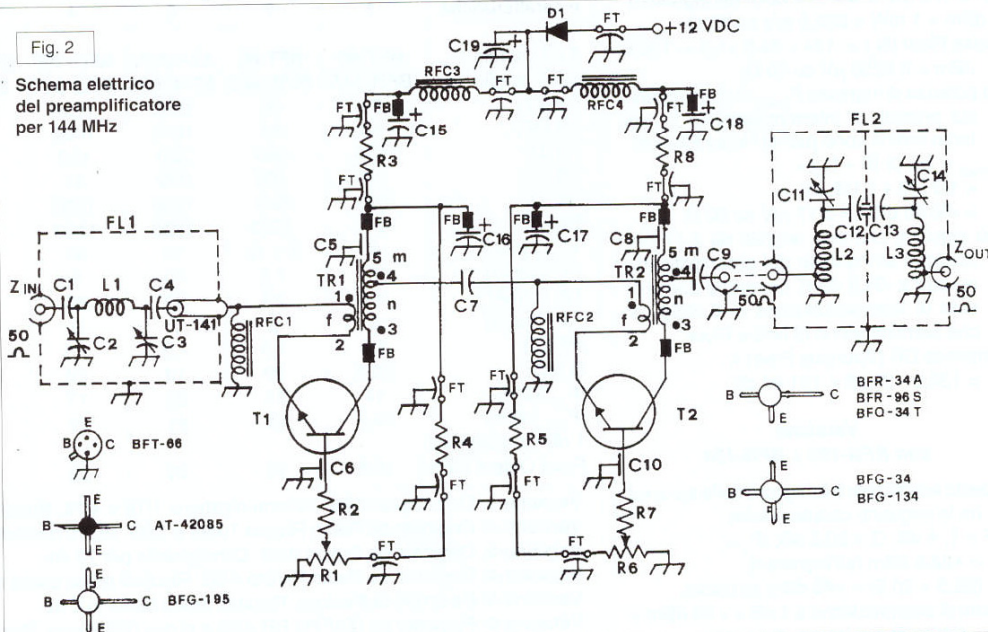
Per l'ingresso in 2 metri il filtro più indicato è un pi-greco, che va poi regolato per la più bassa cifra di rumore. Si può usare, se occorre, anche un passa alto (fig. 3), ma con più difficoltà di regolazione della NF. Non va dimenticato che il pi-greco permette di adattare l'impedenza di antenna a quella che il carico di uscita fa realmente vedere all'ingresso, mentre il passa alto o un passa banda, da questo punto di vista, sono meno facili da tarare. Per i 70 cm si utilizzano invece filtri di ingresso in cavità in quarto d'onda o mezz'onda, mentre all'uscita è bene usare una cavità doppia in quarto d'onda. La letteratura amatoriale consultata non riporta applicazioni per frequenze superiori a 432 MHz.

In conclusione, questo circuito permette di usare vantaggiosamente la reazione negativa (*) per controllare il guadagno, fornire una cifra di rumore prossima alla minima per il dispositivo usato, grande linearità e caratteristiche di adattamento di impedenza bidirezionali.

Nota (*): Si intende per reazione, l'effetto che una parte del segnale di uscita riportato in ingresso ha sul funzionamento dell'amplificatore. Se la reazione manca, il circuito di regolazione è aperto e il livello d'uscita aumenta indefinitamente all'aumentare del segnale di ingresso, fino alla saturazione. Se la reazione è positiva, si ha un oscillatore. Se è negativa, l'amplificazione rimane entro limiti stabiliti dalla reazione stessa anche al variare delle caratteristiche di amplificazione (A) del dispositivo usato. $A = A_0 / (1 + \beta A_0)$. Per $\beta A_0 > 1$, $A = 1/\beta$ dove β è la frazione del segnale di uscita riportato all'ingresso.

Fig. 2

Schema elettrico del preamplificatore per 144 MHz



Caratteristiche elettriche

Questo preamplificatore a due stadi per i 2 metri (fig. 2) è usato nel sistema ricevente per OSCAR-13 dello scrivente e la sua principale funzione è di permettere la ricezione del satellite mentre altri OM vicini operano in FM su frequenze adiacenti e con potenze elevate.

Sono stati provati numerosi transistor bipolar a prestazioni di IP_3 sempre crescenti con una NF tipica misurata inferiore a 1,5 dB, perdite del filtro di ingresso incluse.

Cambiando il tipo di transistor, i trasformatori TR1, TR2 e i filtri di ingresso e uscita restano sempre gli stessi. Così è possibile sperimentare lo stesso preamplificatore con transistor diversi sostituendo soltanto alcuni resistori. Le caratteristiche più salienti sono:

Versione

con BFT-66 + BFR-34A (144MHz)

NF = 1,3 dB; G = 20,5 dB; IP_3 = +14 dBm all'ingresso;
 (14 + 20,5) = +34,5 dBm all'uscita.
 Punto di compressione a 1 dB = 19,5 dBm = 89 mW di potenza di uscita.
 Coefficiente di trasmissione inverso (S12) = 22 dB di isolamento fra uscita e ingresso.
 Return loss = 26 dB, corrispondente a ROS = 1,1
 Tensione di alimentazione = 12 V/21,5 mA
 Calcolo della dinamica DR (vedasi il formulario su RR 4/94).
 Soglia naturale di rumore a 290 K = -174 dBm/Hz di banda
 Banda passante RX in SSB = 2,4 kHz;
 $10 \log_{10} 2400/1 \text{ Hz} = 33,8 \text{ dBm}$
 NF = 1,3 dB; IP_3 = +14 dBm (all'ingresso)
 0 dBm = 1 mW = 223,6 mV su 50 Ω
 Noise Floor (N_0) = -174 + 33,8 + 1,3 = -138,8 dBm = 0,0256 μ V su 50 Ω .
 La potenza di ingresso $P_{(max)}$ di due segnali i cui prodotti di intermodulazione P_d del terzo ordine sono pari al Noise Floor è:
 $P_{(max)} = 1/3 (2 IP_3 + N_0) =$
 $= 1/3 [28 + (-138,9)] =$
 $= -36,96 \text{ dBm} = 3,17 \text{ mV su } 50 \Omega$.
 Ciò significa che due segnali da 3,17 mV applicati all'ingresso del preamplificatore, pari a -36,9 dBm, generano due prodotti di intermodulazione di 0,0256 μ V che corrispondono al Noise Floor.
 Dinamica DR (Spurious Free) = 138,9 - 36,96 = 101,94 dB

Versione

con BFG-195 + BFG-134

Questo esemplare è il migliore della serie ed ha le seguenti caratteristiche.
 NF = 1,4 dB; G = 20,5 dB; IP_3 = +22,5 dBm (all'ingresso);
 (22,5 + 20,5) = +43 dBm all'uscita.
 Punto di compressione a 1 dB = +28 dBm = 685 mW di potenza di uscita.

Return loss = 20 dB, corrispondente a ROS 1,2
 Coefficiente di trasmissione inverso (S12) = 22 dB di isolamento fra uscita e ingresso.
 Alimentazione: 12 V/135 mA

Sulla base di questi dati ognuno può calcolare la dinamica e l'intermodulazione seguendo l'esempio precedente.

Descrizione del circuito

Il preamplificatore (fig. 2) comprende due stadi, il primo, con guadagno di 12 dB, ha il trasformatore di reazione TR1 con $f = 1$, $m = 4$, $n = 11$. Il secondo, con guadagno di 9,5 dB, ha TR2 con $f = 1$, $m = 3$, $n = 5$.

Per il primo stadio si può usare il BFT-66, AT-42085, BFG-195; per il secondo il BFR-34A, AT-42085, BFG-34T, BFG-34, BFR-96S, BFG-134. Gli accoppiamenti più appropriati fra transistor sono riportati nella tab. 2.

I risultati migliori si ottengono con la coppia BFG-195 più BFG-134 seguita dal BFG-195 più BFG-34 e poi BFG-195 più BFG-34T.

Il segnale viene applicato all'ingresso di un filtro passa basso a pi-greco formato da C1 - L1 - C3 che serve a trasformare l'impedenza di antenna, molto prossima a 50 Ω , in quella che il primo stadio vuole per dare la minima NF e che è molto vicina a quella che il carico di uscita fa vedere effettivamente di ingresso di emettitore. Se anche il carico all'uscita del preamplificatore è 50 Ω , allora il ROS di ingresso sarà molto basso.

In pratica C2 e C3 andranno regolati per la più bassa NF.

Il filtro fornisce inoltre una discreta selettività all'ingresso perché attenua di 14 dB i segnali a 127 MHz e di 24 dB quelli a 100 MHz. La sua perdita di inserzione è 0,25 dB.

All'uscita del filtro il segnale è accoppiato capacitivamente alla spira (f) di emettitore mediante C4 da 4,7 pF. L'emettitore è riportato a massa tramite un'impedenza da 1 μ H che lascia passare la componente continua bloccando il segnale a R.F. La resistenza ohmica dell'impedenza, essendo percorsa dalla corrente di emettitore, determina ai suoi capi anche una piccola caduta di tensione in continua, che serve a stabilizzare la polarizzazione del transistor.

Il collettore è alimentato tramite gli avvolgimenti (n + m), alla cui presa intermedia il segnale di uscita viene prelevato capacitivamente mediante C7.

Per evitare autooscillazioni, il reoforo di collettore porta infilata una perlina di ferrite FB ad alto μ , anche se talvolta non strettamente necessaria. La base è polarizzata via R2 mediante il partitore potenziometrico R1-R4.

Trattandosi di transistor NPN, più il cursore del potenziometro R1 è verso massa, tanto più la corrente di collettore è bassa.

Il potenziometro serve a regolare la corrente di collettore a un valore che per il primo stadio dia la NF più bassa e per il secondo la massima IP possibile, compatibilmente col tipo di semiconduttore usato, in conformità alla tab. 2 e ciò per ottenere anche il massimo punto di compressione a 1 dB.

Tabella 2 - Variazione dei componenti per sei versioni di preamplificatore per 144 MHz e loro caratteristiche elettriche. Schema di fig. 2

Componenti e caratteristiche	Versione 1	Versione 2	Versione 3	Versione 4	Versione 5	Versione 6
T1-1° stadio	BFT-66	BFT-66	AT-42085	BFG-195	BFG-195	BFG-195
T2-2° stadio	BFR-34A	BFR-96S	AT-42085	BFG-34T	BFG-34	BFG-134
C7 [pF]	68	68	1000	1000	1000	1000
C9 [pF]	68	68	1000	1000	1000	1000
R3 [Ω]	680	680	220	150	150	150
R8 [Ω]	270	150	220	47	47	33
R4 [Ω]	680	680	1200	1200	1200	1200
R5 [Ω]	1200	1200	1200	1200	1200	1200
T1; Ic [mA]	5	5 ÷ 10	10	35	35	30
T1; Vce [V]	6	7,5	10	8	8	8,5
T2; Ic [mA]	13	25	23	85	90	95
T2; Vce [V]	6	8	7	9	9	10
NF [dB]	1,3	1,5	1,3	1,5	1,5	1,4
G [dB]	20,5	20	19	20	20	20,5
IP_{3in} [dBm]	14	15	22	17	17	22,5
IP_{3out} [dBm]	34,5	35	41	37	37	43
1 dB Compression Point Output [dBm]	19,5	20	26	22	22	28

Versione-1: Originale da VHF Communications 1/78 e 4/78. Buoni risultati in 2 m

Versione-2: Originale da Radio Rivista 10/89 e 1/93. Buoni risultati in 2 m

Versione-3: Originale da Dubus 2/92. Consigliabile per 70 cm.

Versione-4: Originale da Radio Rivista 4/93. Risultati molto buoni in 2 m.

Versione-5: Da prove dell'autore. Risultati molto buoni in 2 m.

Versione-6: Proposto da IT9FTG RR 4/93 e prove dell'autore. Risultati ottimi in 2 m.

Fig. 5 - Senso di avvolgimento delle spire di (f), (m), (n) in filo di rame smaltato da Ø 0,12 mm su nucleo binoculare Siemens B 62152 A 8-X17 materiale U-17 per i trasformatori di reazione TR1 e TR2 (Dettagli costruttivi alla successiva puntata).

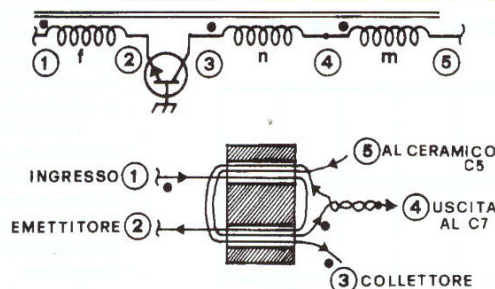
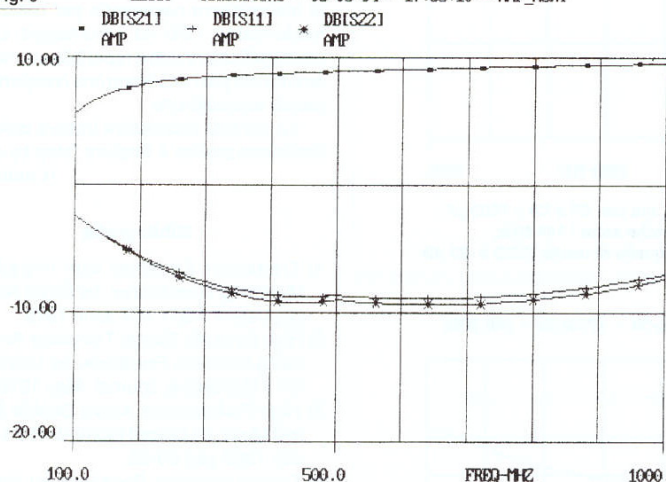
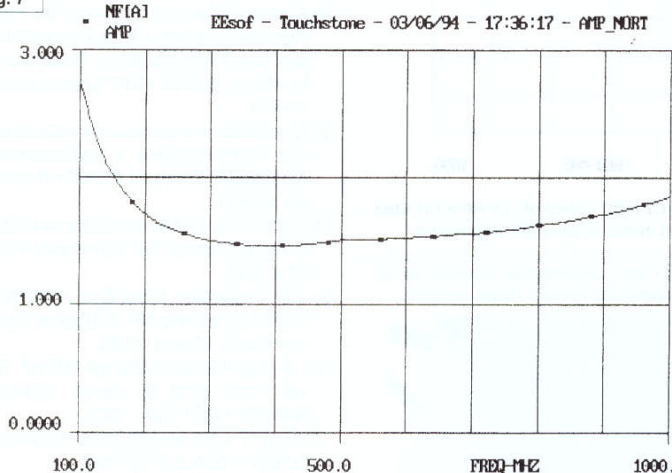


Fig. 6 EEsosf - Touchstone - 03/06/94 - 17:33:10 - AMP_NORT



Amplificatore di Norton. (f) = 1, (m) = 3, (n) = 5 con $G = 9,5$ dB. Transistor AT-42085. $V_{ce} = 8$ V; $I_c = 10$ mA; C7 e C9 = 27 pF. Il guadagno (S21) cala al disotto di 144 MHz ma il return loss all'ingresso (S11) e quello all'uscita (S22) non sono accettabili (vedasi testo).

Fig. 7



Amplificatore di Norton (f) = 1, (m) = 3, (n) = 5 con $G = 9,5$ dB
Transistor AT-42085; $V_{ce} = 8$ V; $I_c = 10$ mA; C7 e C9 = 27 pF.
La NF del solo dispositivo a 144 MHz è 2 dB con un minimo di 1,4 dB a 432 MHz
e suscettibile di peggioramento con l'uso del filtro di ingresso.
Usando 27 pF, la NF è assai maggiore di quella propria del dispositivo

La resistenza R3 serve a ridurre la tensione sul collettore al valore per cui la corrente non superi il massimo ammissibile col cursore del potenziometro tutto positivo.

Il condensatore C7 di accoppiamento allo stadio successivo e l'induttanza RFC1 fra emettitore e massa, determinano il limite inferiore di frequenza del preamplificatore, ma hanno influenza anche sulla NF, come verificato da ISTDJ col programma TOUCHSTONE (figg. 6 - 7 - 8 - 9) e come confermato dalle misure eseguite dallo scrivente col PANFI di DJ9BV.

Si è visto che in 144 MHz, 1000 pF per C6 e 1 μ H per RFC1, pur abbassando il limite inferiore di frequenza al disotto di 30 MHz, abbassano la NF al valore teorico del dispositivo come dimostrato dai diagrammi. Alcuni autori, usando per C7 valori intorno a $27 \div 33$ pF hanno abbassato il guadagno al disotto di 100 MHz, innalzando però la NF a valori due o tre volte quella del dispositivo.

Il filtro di uscita è un passabanda (fig. 2) che attenua di 50 dB i segnali a 127 MHz e di 76 dB quelli a 100 MHz. La sua perdita di inserzione è ben 1,34 dB e perciò è bene che stia all'uscita. È opportuno disporre questo filtro dopo il cavo di discesa e nella stazione prima del ricevitore o convertitore, come mostra lo schema elettrico che lo riporta come unità separata.

In questo modo l'uscita del preamplificatore "vede" meglio i 50 Ω da riportare all'ingresso e inoltre il filtro non subisce gli shock termici caldo-freddo dell'esterno, che potrebbero disaccordarlo, data la sua estrema selettività.

Nella realizzazione dell'autore, questo filtro, installato nella stazione, è stato sostituito con una cavità passabanda in quarto d'onda da ponte ripetitore, come descritto su RR 4/94, che fornisce maggiore attenuazione, in modo particolare ai segnali FM dell'emittenza privata centrati su 95 MHz, ma anche ai limiti di banda due metri.

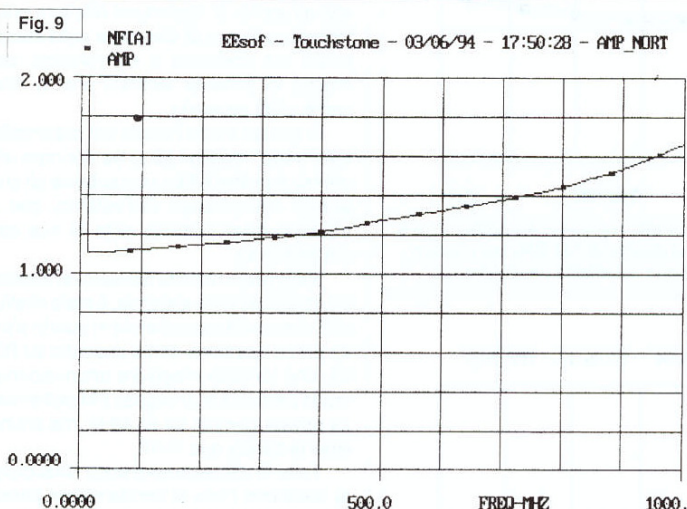
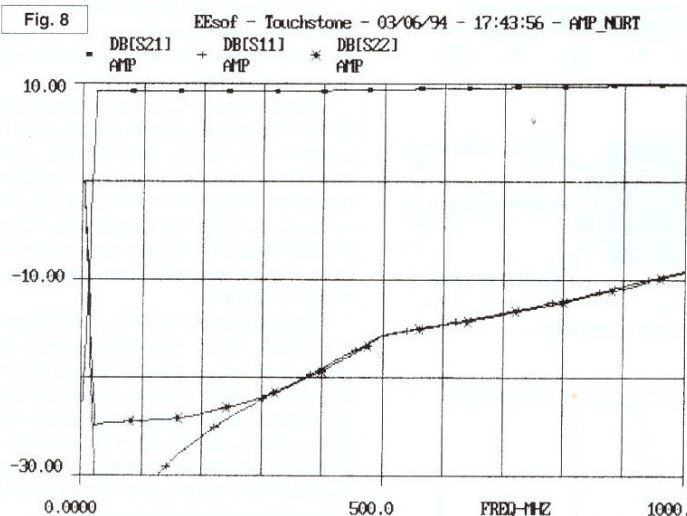
Tutte le alimentazioni sono disaccoppiate mediante l'uso di condensatori passanti FT (feed-through) da 1000 pF e perline di ferrite FB (ferrite-bead) per facilitare il montaggio dei primi esemplari su cui sperimentare.

Successivamente sono stati usati chip ceramici da 1000 pF per SMD ed è stato preparato un adatto circuito stampato per rendere l'esecuzione più facile e rapidamente duplicabile.

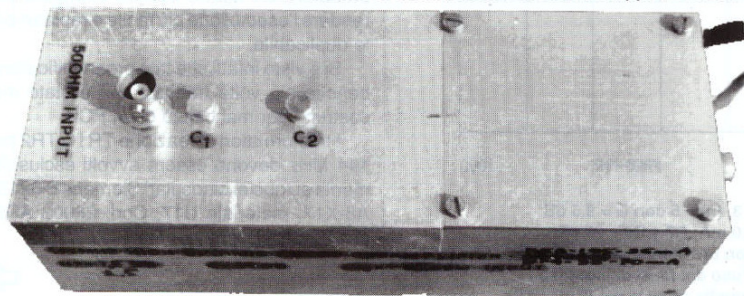
Si è visto infatti che tale preamplificatore, benché più volte trattato, non è stato mai costruito per mancanza di un PCB.

I trasformatori di reazione TR1 e TR2 per 144 MHz devono essere avvolti esclusivamente su nuclei binoculari Siemens B 62152 A8-X17, materiale U17, Cod. 26003 ADB, che ha bassissime perdite.





Vista esterna del preamplificatore per 144 MHz. Si notino i due compensatori Airtronic da 10 pF del filtro a pi-greco ed il compartimento dei componenti col relativo tappo avvitato.



Questi nuclei permettono avvolgimenti di reazione molto bene accoppiati fra loro con basso flusso disperso, cosicché il guadagno misurato in pratica differisce di poco da quello calcolato teoricamente.

I sensi di avvolgimento per ottenere lo sfasamento sono riportati in **fig. 5** e la fase omonima è contrassegnata da un punto nero a ciascun terminale del trasformatore.

Come si vede, il segnale sul collettore ha fase concorde con l'ingresso e discorde all'emettitore.

Quanto detto per il primo stadio vale per il secondo. Dato il notevole impegno e le ore di manodopera necessarie per realizzare i trasformatori, i filtri ed il montaggio, questo preamplificatore non è reperibile sul mercato amatoriale per l'alto costo che comporta e va perciò autocostruito.

La puntata successiva tratterà della realizzazione pratica e taratura "step by-step"

(Continua.3)

Bibliografia

- 1) Transistor Amplifier with Impedance Matching Transformer, by David Norton • US Patent 3,891,934 June 1975.
- 2) High Dynamic Range Transistor Amplifier using Lossless Feedback, by David Norton • Microwave Journal, May 1976.
- 3) High Performance Active Double Balanced Mixer, by Bruce Hubbard • R.F. Design Jan 1992 pag.63-66.
- 4) Communications Receivers for the year 2000, by Dr. Ulrich Rohde, DJ2LR • Ham Radio Magazine Dec.1981.
- 5) A new Type of Preamplifier for 145 and 435 MHz Receivers" by M.Martin DJ7VY • VHF Communications 1/1978.
- 6) A modern Receive Converter for 2 meters Receivers having a large Dynamic Range and low Intermodulation Distorsions, by M. Martin, DJ7VY • VHF Communications 4/1978.
- 7) Amplificatore a transistor ad alta dinamica con controeazione a trasformatore, di Alessandro Santucci IO5KK • Radio Rivista 5/1991.
- 8) Transverter ad alta dinamica 144-28 MHz, di Pippo Gristina IT9FTG • Radio Rivista 1/93 e 4/93.
- 9) RQ Paganella: Front-End di IN3HOG e IN3AHO Sezione ARI di Pergine Valsugana • Radio Rivista 10/89.
- 10) A High-Dynamic-Range MF/HF Receiver Front End; by Jacob Makhinson, N6NWP • QST Feb. 1993.
- 11) High IP-LNA for 432; by R. Bertelsmeier, DJ9BV • Dubus N°2/1992.
- 12) Modern Receive Converter for 70 cm Receivers using DJ9VY 002; by M. Lass DJ3VY • VHF Communications 3/1980.