



Consigli utili

□ *Introduzione*

Questa sezione del sito non avrebbe dovuto esserci, senonché, per richiesta di Claudio, si è ritenuto opportuno aggiungerla. Questo per agevolare chi in futuro volesse intraprendere un progetto simile. Con le dovute proporzioni, quanto detto, vale anche per ponti su altre bande e quindi può tornare molto utile avere dei ragguagli e delle “dritte” su dei particolari che i più tengono nell’ombra, al fine di non mettere alla luce il funzionamento carente di certi impianti. Inoltre potrebbe servire anche per far comprendere che un ripetitore non è solo un’accozzaglia casuale d’apparati ed antenne, come mi è parso intendere da alcuni *QSO* e come mai certe modifiche non possono essere attuate con leggerezza.

Nell’analisi che seguirà si assume scontata la conoscenza dei logaritmi, *dB*, *dBm* e *dB_i*. Inoltre, non si prenderanno in considerazione costruttivamente le varie componenti del ripetitore, ma solo l’interazione che hanno fra di loro, che poi è quello che più serve a colui che lo progetta. Le formule in cui entra in gioco l’impedenza sono riferite al valore di $50\ \Omega$. **Quanto scritto non è un vangelo, critiche e suggerimenti costruttivi sono sempre graditi.**

Se qualcuno è interessato ad ulteriori notizie sul microcontrollore utilizzato ed in generale sui micro più comuni della ST-Microelectronics (ex SGS-Thompson), può collegarsi al sito gestito dall’IW1FDX, Massimo, e con qualche suggerimento Hardware del sottoscritto: <http://www.max4000.cjb.net>, oppure <http://digilander.iol.it/max4000>.

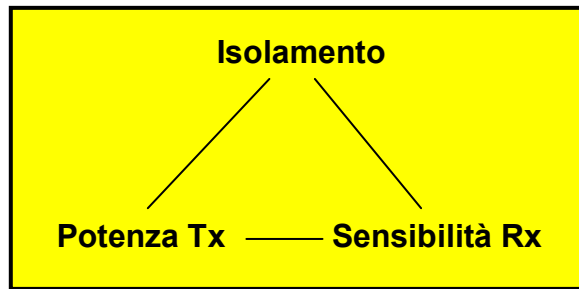
□ *Riflessioni tecniche*

Cominciamo: cos’è un ripetitore?

Qui ognuno in base alle proprie conoscenze potrebbe dire la sua: risposte tecniche, meno tecniche e filosofiche. Per chi ne ha fatto uno la risposta è questa: “ripetitore vuol dire compromesso”.

Vediamo di chiarire questo concetto.

Innanzitutto ognuno di noi sa che il ponte analogico *FM* riceve e trasmette contemporaneamente su due frequenze relativamente vicine tra loro, in *2 metri* tale scarto è del $0,4\%$. E’ necessario quindi che Rx e Tx siano sufficientemente isolati tra loro e questo problema s’infitte quando la differenza di frequenza diminuisce. Per i ponti commerciali in due metri, proprio per mitigare questo problema, si adotta spaziatura $4,6\text{ MHz}$; i radioamatori, che non hanno a disposizione una banda così ampia, 600 KHz . Le tecniche utilizzate non sono quindi le stesse in quanto se nel primo caso possono bastare semplici e convenzionali circuiti di filtro, per noi è necessario usare cavità risonanti che ingombrano, purtroppo, ma efficienti. Cos’è una cavità: semplicemente colei che permette al ponte di funzionare. Tecnicamente parlando, in prima approssimazione, un filtro passa banda dai fianchi molto ripidi (alto *Q*), quindi con selettività molto spinta. Si può ora illustrare quello che io chiamo: il triangolo dell’angoscia (HI!).



Non si può toccare uno di questi parametri senza tener conto delle ricadute sugli altri. Poiché normalmente si portano tutti al massimo livello possibile è ovvio che anche piccole modifiche successive posso avere effetti catastrofici (ecco l'angoscia!). La logica direbbe quindi che volendo aumentare la separazione basta incrementare l'isolamento. Questo è possibile se non si tiene conto delle perdite d'inserzione che la cavità introduce poiché, anche sulla frequenza che dovrebbe passare senza problemi, comunque vi è un'attenuazione. Tutto questo bel giochetto d'equilibrio è regolato da questo fattore che, in ultima analisi, è quello che impone i limiti al progetto. Anche se fino ad ora ho cercato di non usare i numeri, purtroppo non se ne può proprio fare a meno. Cercherò sempre di rimanere ad un livello elementare.

Quanto attenua una singola cavità?

Dipende. Innanzi tutto va chiarito che esistono più tipi di cavità risonanti anche se a noi interessano due categorie:

- quelle classiche con risuonatore ad $\frac{1}{4}$ d'onda dove la lunghezza può essere variata tramite un'asta filettata che ne permette la sintonia funzionando come circuito risonante serie,
- come sopra, ma con un circuito di notch che aumenta l'attenuazione della frequenza indesiderata.

Il primo tipo attenua di circa -10 dB a 600 kHz , la seconda -35 dB (spesso anche meno).

La perdita d'inserzione dipende in larga misura dai materiali impiegati: con il rame si è nell'ordine di $0,7\text{ dB}$, nel caso d'argentatura circa la metà ovvero $0,4\text{ dB}$. Considerando che in genere le cavità sono almeno due in Rx ed altrettante in Tx, siamo nell'ordine di $1,6\text{ dB}$ totali, compresi i cavi d'interconnessione. A vederli così, ad un occhio poco esperto, potrebbe sembrare poco. Facciamo una verifica, ricordando che:

$$G_{[dB]} = 10 \log \left(\frac{P_u}{P_i} \right)$$

$$\frac{P_u}{P_i} = 10^{\frac{G_{[dB]}}{10}}$$

$$A_{[dB]} = -G_{[dB]}$$

Dove:

$G_{[dB]}$ = guadagno [dB]

$A_{[dB]}$ = attenuazione [dB]

P_u = potenza di uscita [Watt]

P_i = potenza di ingresso [Watt]

$$\text{Fattore d'attenuazione in potenza} = 10^{\left(\frac{-G_{[dB]}}{10}\right)} = 10^{\left(\frac{A_{[dB]}}{10}\right)} = 10^{\left(\frac{1,6}{10}\right)} = 1,45 \text{ volte}$$

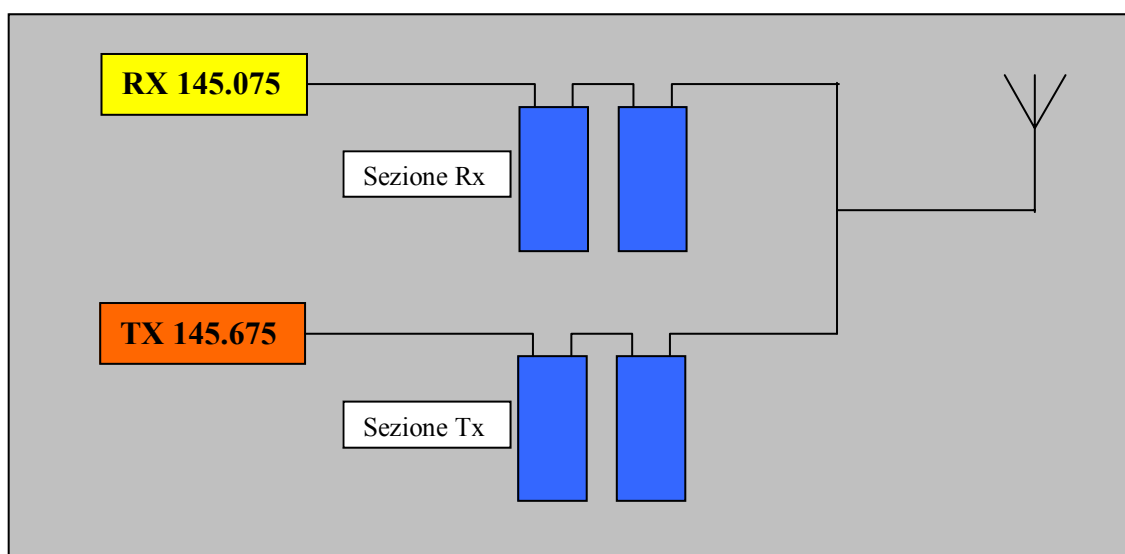
Supponiamo che la potenza sia quella legale di un ripetitore ovvero *10 Watt*, quanto esce dalle cavità?

$$\text{Potenza d'uscita} = \frac{\text{Potenza d'ingresso}}{\text{Fattore di perdita}} = \frac{10}{1,45} = 6,9 \text{ Watt}$$

Ovvero circa *7 Watt*. Da questo si evince che già in una configurazione minima le cavità si sono mangiate ben *3 Watt*. Se in Tx questo discorso è già grave, in ricezione è anche peggio in quanto, come vedremo più avanti, questo inghippo va ad influire sulla sensibilità del ripetitore.

Continuiamo il discorso cavità.

Supponiamo per ora che il collegamento sia quello su un'unica antenna.



Normalmente è ben chiaro lo scopo del filtro sull'Rx, meno immediata è l'applicazione sul Tx, tanto che molti si chiedono cosa ci stanno a fare. In prima analisi si può affermare:

- **Sul ricevitore:** attenua la portante emessa dal Tx scongiurando il sovraccarico dell'Rx
- **Sul trasmettitore:** attenua frequenze spurie e rumore sulla frequenza di ricezione (ed ovviamente vicino ad essa)

Infatti, anche se quasi nessuno lo dice, un trasmettitore oltre alla frequenza portante irradia intorno ad essa un discreto rumore che nel caso nostro, ovvero a 600 KHz di distanza, vale -80 dB rispetto la portante stessa (più correttamente -80 dBc dove "c" sta per carrier). Con potenza quindi di 10 Watt (+40 dBm) l'intensità di rumore a $\pm 600\text{ KHz}$ vale -40 dBm . Per una ricezione corretta da parte dell'Rx, i disturbi non devono superare i -130 dBm ai suoi morsetti d'antenna. Qui entra in gioco la cavità, che deve provvedere all'isolamento richiesto; esso vale:

$$\text{Isolamento } RTx = \text{rumore a } 600\text{ KHz} - \text{soglia disturbi} = 40 - 130 = -90\text{ dBm}$$

Per quanto concerne il sovraccarico del ricevitore va detto che un Rx medio non subisce effetti a 600 KHz da una portante Tx inferiore a -30 dBm (circa $S9+45$).
Ne consegue che la sezione Rx della cavità deve effettuare la richiesta attenuazione per cui:

$$\text{Isolamento } Rx = -(P_{Tx} - p_{sez} - s_{sovr}) = -(40 - 1,6 + 30) = -68,4\text{ dBm}$$

Dove:

$$P_{Tx} = \text{potenza del Tx in [dBm]}$$

$$p_{sez} = \text{perdita di una sezione [dB]}$$

$$s_{sovr} = \text{soglia di sovraccarico [dB]}$$

Si precisa che la potenza da isolare è quella che arriva al punto di congiunzione delle cavità che è inferiore a quella del Tx e quindi vanno sottratte le perdite.

Come si può notare, agli effetti del sovraccarico due cavità con 35 dB d'attenuazione ciascuna sono quasi al limite nella nostra applicazione (70 dB contro 68,4 dB con un margine di solo 1,6 dB). Cosa vuol dire questo? Che se noi già solo raddoppiassimo la potenza Tx, quindi 20 Watt ovvero +3 dB, l'isolamento non è più garantito. Faccio presente che si è preso come esempio delle cavità ottime, normalmente l'isolamento è inferiore.

Sempre sull'argomento cavità sarà ora opportuno che si pongano in evidenza alcuni principi che a quanto pare, sentendo in radio, sono per lo più sconosciuti o poco chiari.

Il problema principale nel quale si evince una grossa confusione è sulla banda passante delle stesse.

Al presente esempio mi riferirò alle cavità con notch e standard in nostro possesso.

Per meglio comprendere questi concetti ho effettuato delle foto allo schermo dell'analizzatore di spettro in modo che, come si sa, un'immagine vale più di mille parole (ovviamente bisogna capirle le immagini!).

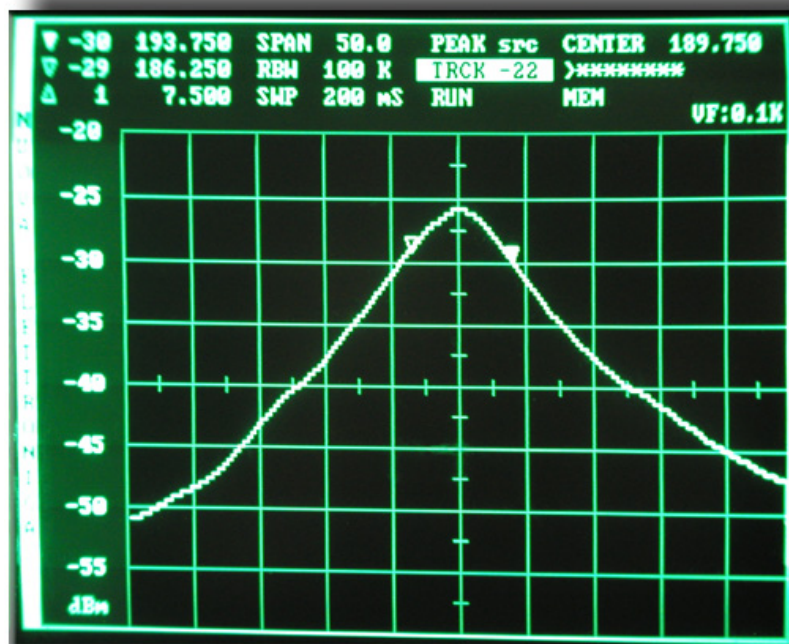


Foto cavità standard



Foto cavità con notch

Partiamo dalla foto della banda passante di una cavità che possiamo definire “classica o standard”.



Con la bella vitona, che di solito campeggia in testa, si sposta la taratura del picco passante e di conseguenza le attenuazioni laterali. Nessun'altra regolazione è possibile: le dimensioni fisiche della cavità sono già meccanicamente prestabilite per l'impedenza caratteristica. Come si può ben vedere, più ci si allontana dalla banda passante e più cresce l'attenuazione delle frequenze indesiderate. Spesso però si verificano, per frequenze anche molto lontane, delle diminuzioni d'attenuazione, perciò va comunque sempre verificata l'effettiva curva di risposta. In linea di principio assumiamo il comportamento suddetto: più ci si allontana, più aumenta l'attenuazione. Veniamo ora alle cavità con il notch. Si osservi attentamente la foto che si riferisce alla cavità Tx dell'R3.

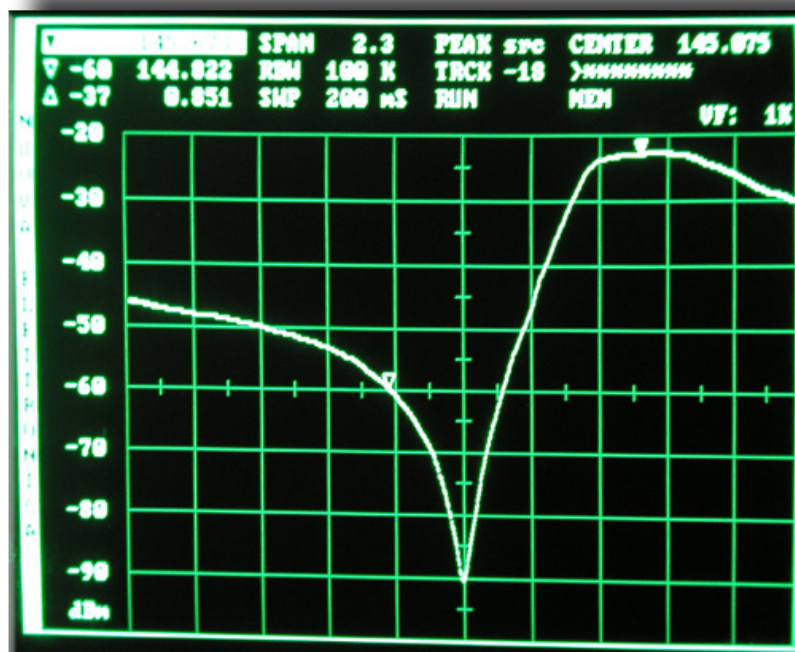


Foto attenuazione cavità Tx - Span 2,3 MHz

Al centro dello schermo si nota il picco d'attenuazione corrispondente all'azione del notch sulla frequenza dell'Rx 145,075, successivamente a destra si vede la banda passante della frequenza Tx. Il Marker di destra è, infatti, posto a 145,675. Tale filtro è dotato di due viti di regolazione: con una si sposta la banda passante, con l'altra il picco d'attenuazione.

Si osservi come per tale picco la larghezza di banda sia pochissima ed invece quanto cospicua sia quella della banda passante.

Scendendo di frequenza l'azione del notch diminuisce, come ci si potrebbe aspettare, ed anche salendo in frequenza apparentemente l'attenuazione riprende il cammino come per la cavità "standard".

Tutta l'immagine è però contenuta in 2,3 MHz di larghezza (Span), ovvero come vedere un'oasi nel deserto, talmente è alto lo zoom, e credere che tutto il deserto sia acqua e piante di palme! Infatti, qui scatta il trabocchetto di queste cavità, che può far cadere in grossi errori chi non è particolarmente ferrato.

Vediamo di riporre lo zoom e fare un'inquadratura normale.

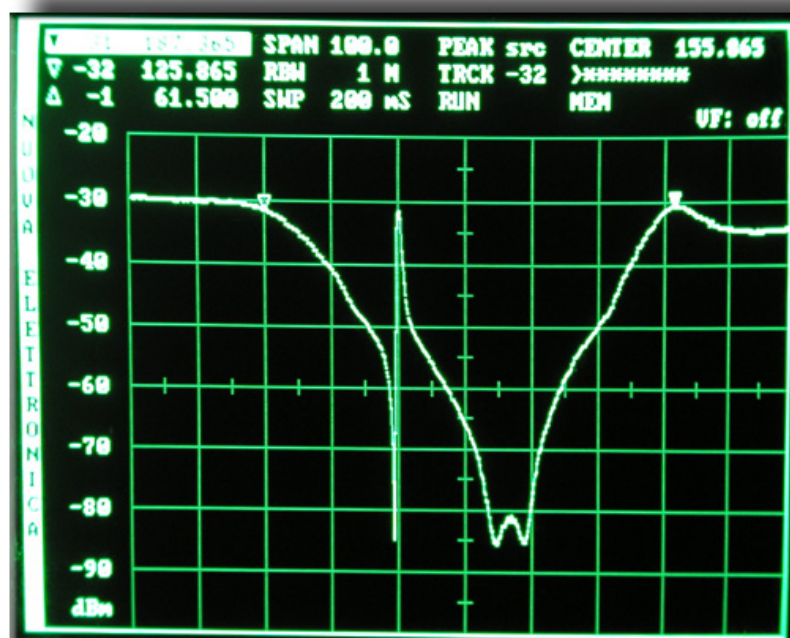


Foto attenuazione cavità Tx - Span 100 MHz

Ecco che l'oasi è solo più un puntino ed il deserto inizia ad apparire. La larghezza dell'immagine ora è 100 MHz (10 MHz/div. asse x) con centro immagine a 155,865 MHz, per comodità di lettura. Cosa è successo?

Andiamo verso sinistra. Dopo il notch l'attenuazione velocemente diminuisce, fino ad annullarsi a circa 125,865 MHz. Sulla destra, cresce come ci si aspetta, creando un massimo di attenuazione tra 160 MHz e 165 MHz, ma poi decresce nuovamente, fino ad annullarsi a circa 186 MHz.

Adesso mettiamo il grandangolo.

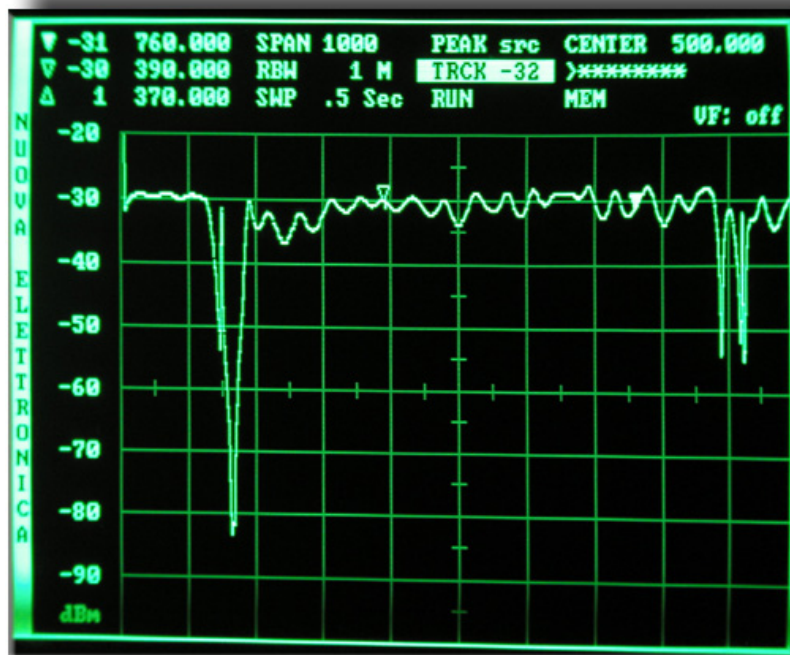


Foto attenuazione cavità Tx - Span 1 GHz

Questa volta il centro è a 500MHz e la larghezza dell'immagine 1GHz.

I guai sono aumentati in quanto, come ben evidente, l'attenuazione sia sotto che sopra al segmento già mostrato con la foto precedente, è praticamente **NULLA**, (escludendo un piccolo rigurgito a circa 900 MHz, peraltro poco significativo).

Chi si affidasse quindi a tale filtro per la soppressione delle armoniche del Tx avrebbe una sorpresa molto amara in quanto queste passerebbero praticamente indisturbate (l'attenuazione si attesta infatti, mediamente, su solo 5 dB, ovvero quasi inesistente).

PEGGIO ANCORA

è tarare la sola banda passante trascurando il notch. Come si è visto essa è decisamente ampia (parlando in termini relativi) per cui si corre il rischio di farvi rientrare anche la frequenza che andrebbe attenuata.

Si può quasi affermare che in questo genere di filtri, se si dovesse dare una priorità, va posta più cura alla taratura del notch che alla banda passante in quanto meno critica.

Stesso discorso vale per l'Rx.

Si vedano in sequenza le stesse foto - con medesime risoluzioni - delle cavità Rx dell'R3

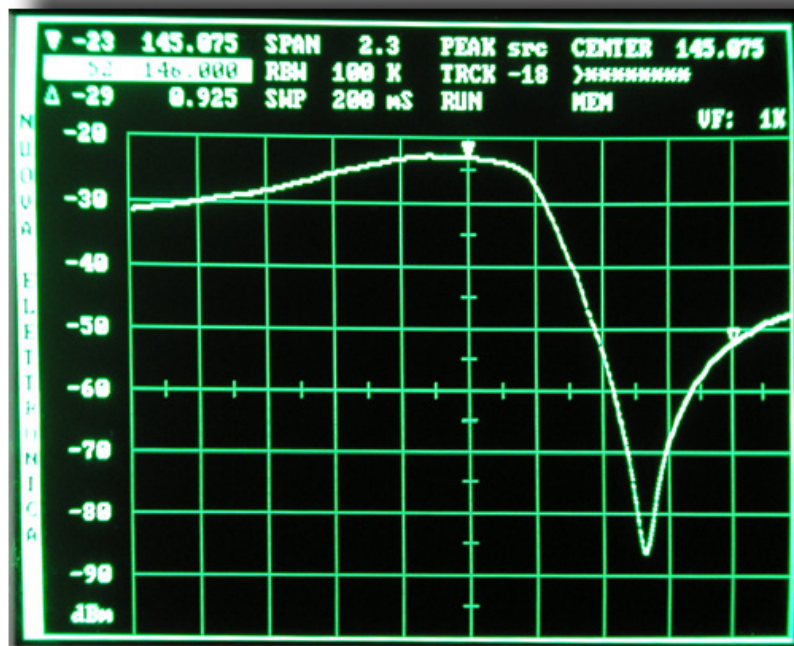


Foto attenuazione cavità Rx - Span 2,3 MHz

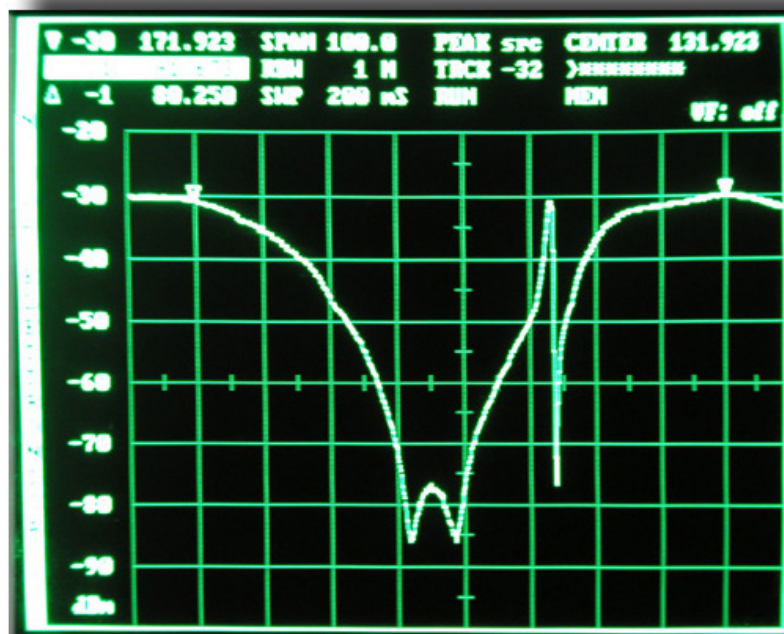


Foto attenuazione cavità Rx - Span 100 MHz

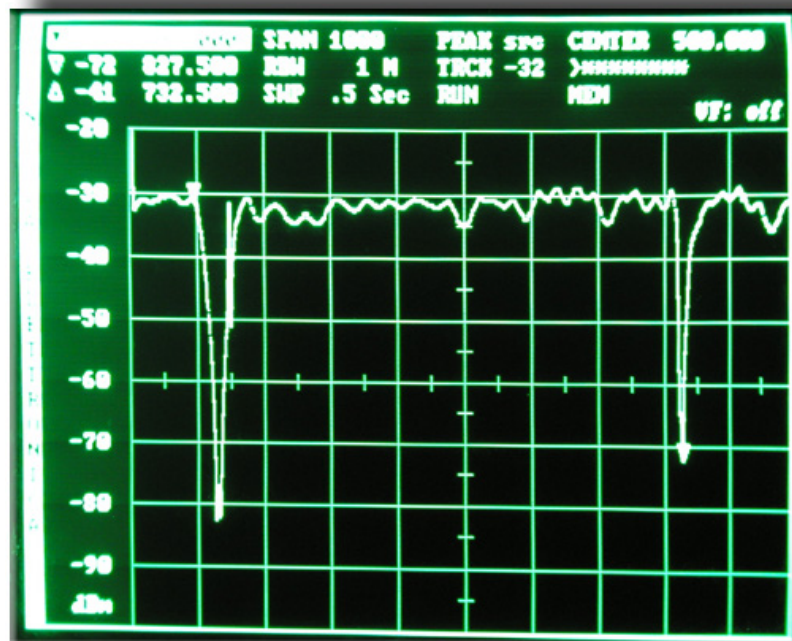


Foto attenuazione cavità Rx - Span 1 GHz

Come si può osservare, e logicamente aspettare, le situazioni si presentano speculari rispetto alle precedenti.

Dall'analisi delle stesse, in particolare della seconda, scaturisce che dopo il picco di notch sulla frequenza del Tx, il ricevitore può captare indisturbato **TUTTE** le frequenze superiori a circa 150 MHz e sotto i 100 MHz.

Questo ha come conseguenza che, se il ricevitore non è specificatamente progettato per questo scopo, ovvero con filtri propri che ne limitino in modo considerevole l'uso alla gamma OM ma bensì con circuiti di ingresso molto larghi, si può desensibilizzare anche in presenza di forti segnali fuori banda. Per esempio un 9+60 in banda civile VHF, passerebbe quasi del tutto indisturbato.

Di questo si deve tenere maggiormente conto anche nel caso vi si installi un preamplificatore tra cavità ed Rx. Esso dovrà disporre di una propria rete passa banda d'ingresso in modo di minimizzare questo inconveniente altrimenti, se posto in un luogo "caldo" (presenza di altri repeater), si potrebbero avere grossi guai, anche a centinaia di MHz di lontananza.

Non mi ripeterò sul discorso dell'importanza del notch, anche in questo caso vale quanto affermato in precedenza.

Non effettuare una taratura **APPROPRIATA** a questi filtri può portare a due tipi di guai dipendentemente dall'Hardware:

- Il ponte lavora su due antenne separate
- Il ponte lavora su di una sola antenna

Nel primo caso la carente separazione delle frequenze determina un fortissimo effetto di rientro che aumenta con l'incremento della potenza Tx.

Nel secondo caso la situazione è analoga al primo ma con l'aggravante del rischio di mettere fuori uso l'Rx. Infatti, una considerevole potenza del Tx potrebbe fluire direttamente nel ricevitore desensibilizzandolo nella migliore delle ipotesi e "friggendolo" nelle peggiori.

Esiste poi il caso subdolo di un possibile danneggiamento parziale che, dopo aver rimesso a posto le cose, comunque non permette più al ripetitore di funzionare in modo corretto fino ad un'opportuna riparazione. Apparentemente tutto sembrerebbe a posto ma il rendimento si presenta scarso. Per questo motivo non mi sento di consigliare a nessuno una taratura senza adeguata strumentazione.

Ancora una cosa – **DEVE** - essere ben chiara.

Un ripetitore lavora con forti livelli di RF sul Tx. Anche le più buone e ben tarate cavità di questo mondo **NON SERVONO A NULLA** se gli apparati Rx e Tx non sono dotati di ottime ed efficienti schermature. Infatti, in presenza di un assemblaggio carente in tal senso, i filtri stessi vengono “saltati” dalla RF con il risultato che la loro presenza equivale a quella di un... soprammobile!

A titolo di curiosità fornisco anche l'immagine del ROS delle cavità Rx e Tx, rilevato con il ponte riflettometrico.

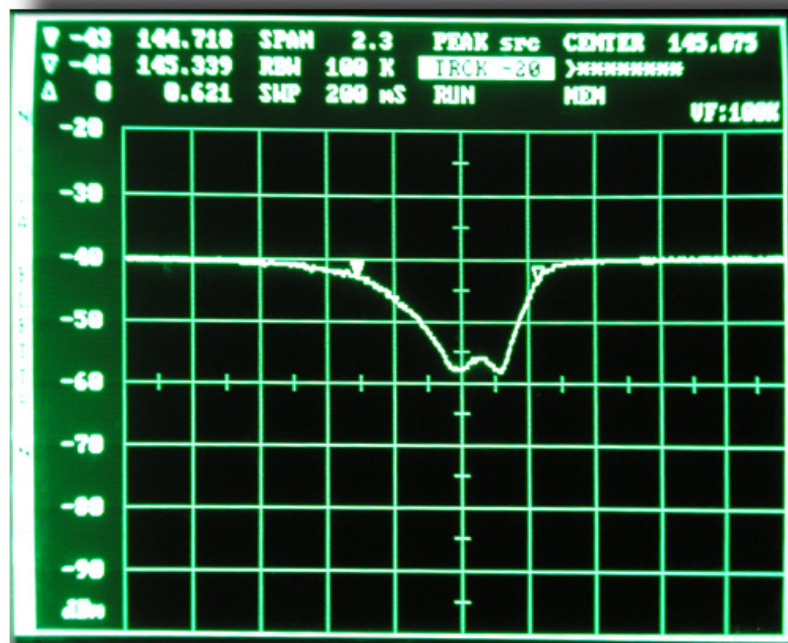


Foto ROS RX

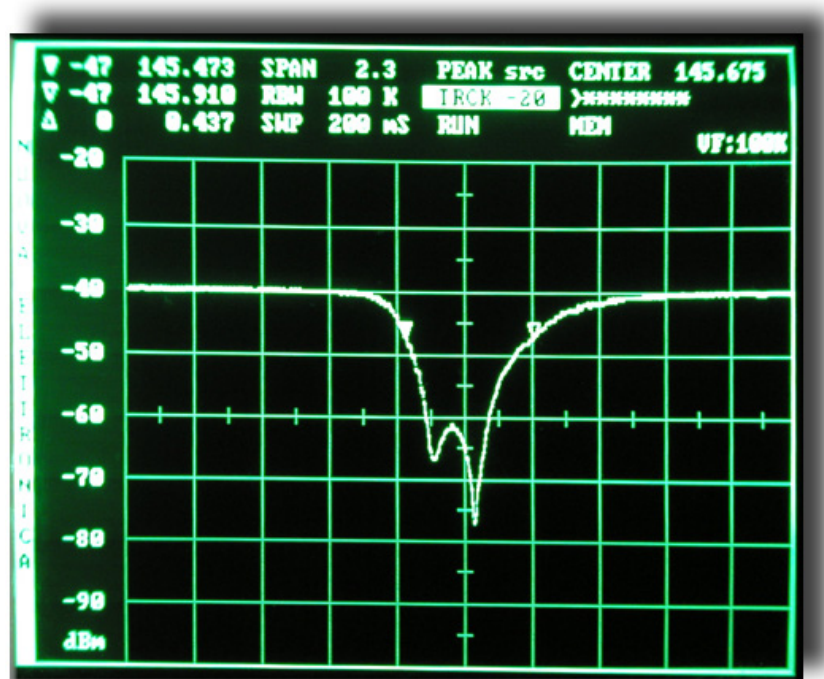


Foto ROS TX

Per chi non lo conoscesse tale aggeggio permette, unito ad un analizzatore di spettro con tracking, di avere in un colpo d'occhio l'andamento delle onde stazionarie in funzione della frequenza. Con esso si possono verificare le tarature di filtri, ingressi di preampli, risonanza delle antenne ecc. ecc.

In caso di ROS elevato si vede una sola riga piatta, di una certa intensità in funzione del livello del tracking. Quando si raggiunge un punto dove il ROS scende, anche la curva devia verso il basso tanto di più quanto minore è il valore delle onde stazionarie.

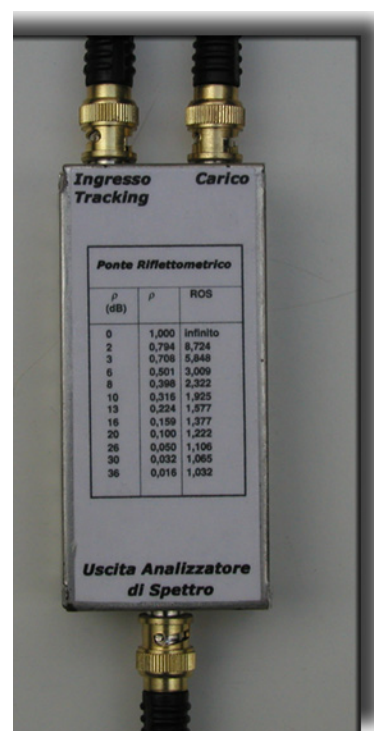
Sull'asse x dell'analizzatore avremo quindi le frequenze e su quello y il coefficiente di riflessione "p". Poiché la scala è in dB, anche tale coefficiente sarà espresso in dB e familiarmente si denomina "Return Loss (in dB)"

Questo spiega perché spesso si vedono denominare le stazionarie in dB e sembra una cosa incomprensibile. Invece è solo un modo diverso di esprimere la stessa cosa (un po' come cifra di rumore e gradi Kelvin).

Vediamo brevemente le corrispondenze.

Si ricordi che:

quando una linea di impedenza caratteristica Z_l è terminata su di un carico Z_c con impedenza diversa da Z_l , oltre all'onda che va dal generatore al carico se ne produce una di ritorno dal carico verso il generatore. Lungo la linea le due onde non hanno la stessa fase per cui la loro somma vettoriale darà luogo alternativamente a dei minimi e massimi di tensione.



Ponte Riflettometrico

Il rapporto:

$$\frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

si definisce “rapporto di onde stazionarie” comunemente abbreviato ROS o, in inglese, SWR.

La tensione dell'onda incidente V_i e quella dell'onda riflessa V_r sono legate dal già menzionato coefficiente “ ρ ” detto “coefficiente di riflessione”:

$$V_r = \rho V_i$$

dove ρ dipende anche da:

$$\rho = \frac{Z_c - Z_l}{Z_c + Z_l}$$

Il ROS è legato a ρ in questo modo:

$$ROS = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

$$\rho = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}$$

Il ROS va da 1 a infinito, ρ da zero a uno, considerando le condizioni estreme da carico perfettamente adattato al massimo del disadattamento (senza carico - $Z_c = \infty$ - o in corto circuito - $Z_c = 0$)

La lettura dell'asse y dell'analizzatore di spettro fornisce un ρ in dB, come detto, che va trasformato nel ρ consueto con la seguente relazione:

$$\rho = 10^{\frac{-\rho_{dB}}{20}}$$

dove:

ρ = coefficiente di riflessione

pdB = coefficiente di riflessione in dB letto sullo strumento

Con le formule precedenti si ricava quindi il ROS. Da subito si evince che è molto scomodo fare questi calcoli durante una taratura per cui, almeno le prime volte, è meglio riferirsi ad una tabella di conversione. In un secondo tempo con la pratica diventerà immediato associare il relativo ROS in base alla visualizzazione della curva.

pdB	p	ROS
0	1	infinito
2	0,794	8,724
3	0,708	5,848
6	0,501	3,009
8	0,398	2,322
10	0,316	1,925
13	0,224	1,577
16	0,159	1,377
20	0,100	1,222
26	0,050	1,106
30	0,032	1,065
36	0,016	1,032

Come si può osservare un return loss di 20 dB è già buono, dopo il 25 più che ottimo.

A questo punto si possono leggere le due foto delle misure fatte sulle cavità Rx e Tx, con le idee più chiare. Si tenga in considerazione che l'asse y è impostato a 10 dB/div. e quello x a 230 KHz/div. Ne consegue che il return loss dell'Rx è 20 dB e del Tx 28 dB, le frequenze di taratura si intendono a centro schermo. La riga orizzontale del ROS infinito, che sarebbe il nostro riferimento per il conteggio (non visibile in foto), passa un paio di dB più in alto della parte orizzontale delle curve.

Chiudiamo la parentesi su queste "curiosità" e passiamo ora ad un altro argomento spinoso: la sensibilità Rx.

Ogni ricevitore è caratterizzato da una certa sensibilità, che in genere il costruttore indica per avere un determinato rapporto segnale rumore. Diamo per scontato la conoscenza di questo parametro. Quello che a noi serve realmente al fine della ricezione, e quasi nessuno ci dice, è la cifra di rumore. Questa entità è l'unica in grado di dare informazioni sulla massima sensibilità che potremo raggiungere. Per chi non lo sapesse, essa rappresenta il rumore che genera internamente un amplificatore. Quando è applicato un segnale al suo ingresso ne ritroveremo un altro all'uscita che dipende anche da questo parametro e, se è molto alto ed il segnale decisamente basso, potremmo anche non ritrovarci nulla. E' molto importante che, almeno per il primo stadio, esso sia il più basso possibile, associato comunque ad un discreto guadagno. Infatti, entrambi questi fattori entrano in gioco per il calcolo della sensibilità effettiva. Questa cifra di rumore si misura in dB ed i valori vanno da molti dB per i ricevitori meno sensibili, fino a frazioni di dB per i migliori. Purtroppo, per le varie frequenze ed applicazioni, esistono delle soglie entro cui è perfettamente inutile abbassare oltre tale entità, in quanto il rumore cosmico determina il limite ricevibile. Nel nostro caso, 2 metri, è di circa 2 dB in quanto il rumore terreno non permette di andare sotto tale soglia, discorso diverso nel caso d' antenne satellitari puntate verso il cielo, dove il rumore è inferiore. Questa seconda ipotesi non riguarda la nostra applicazione.

Diamo per assodato che è inutile scendere sotto i 2 dB, come faccio a sapere che cifra di rumore ha il mio Rx del ponte?

Esiste un modo, conoscendo la sensibilità e larghezza di banda.

$$Nf = 10 \left\{ \left[\log \left(\frac{0,2 * s_{[\mu V]}^2}{\Delta f_{[KHz]}} \right) \right] + 3,4 \right\} = \text{cifra di rumore in dB}$$

E l'inverso:

$$s_{[\mu V]} = \sqrt{10^{(\log \Delta f_{[KHz]} + 0,1 Nf - 2,7)}}$$

Dove:

$s_{[\mu V]}$ = sensibilità del ricevitore $[\mu V]$

$\Delta f_{[KHz]}$ = larghezza di banda del ricevitore (si ricava dal manuale delle caratteristiche) $[KHz]$

Tale formula è valida per impedenza $Z = 50 \Omega$ e discriminatore FM convenzionale (no PLL)

Segnatevi ben bene queste formule perché sono state ricavate dal sottoscritto e non credo che le troverete da altre parti.

Esse sono state manipolate fortemente per avere numeri facilmente trattabili e non astronomici come di solito avviene applicando le unità di misura standard (per intenderci : *Hz*, *Volt*, *Farad* ecc...). Infatti le sensibilità dei ricevitori si misurano in μV e non in *Volt*, per cui è facile poi commettere errori su numeri molto piccoli o molto grandi.

Prendiamo le caratteristiche del modulo Rx da noi utilizzato nel ripetitore:

Sensibilità: $s_{[\mu V]} = 0,5 \mu V$

Larghezza di banda: $\Delta f_{[KHz]} = \pm 7,5 KHz$ ovvero $15 KHz$

Cerchiamo di conoscere la cifra di rumore:

$$Nf = 10 \left\{ \left[\log \left(\frac{0,2 * s_{[\mu V]}^2}{\Delta f_{[KHz]}} \right) \right] + 3,4 \right\} = 10 \left\{ \left[\log \left(\frac{0,2 * 0,5^2}{15} \right) \right] + 3,4 \right\} = 9,2 \text{ dB}$$

Ovvero $9,2 \text{ dB}$, quindi molto alta se paragonata alla sensibilità teorica che noi potremmo raggiungere, 2 dB .

E' ovvio che non ha senso far funzionare un'apparecchiatura in tali condizioni. Gli abbiamo quindi affiancato un preamplificatore con cifra di rumore di $0,4 \text{ dB}$ (si vedrà più tardi il perché) e 18 dB di guadagno.

Vediamo quale cifra di rumore complessiva ha ora il ricevitore con la formula sotto riportata:

$$Nf_{totale} = 10 \log \left(10^{\frac{Nf_{pre}}{10}} + \frac{10^{\frac{Nf_{Rx}}{10}} - 1}{10^{\frac{G_{pre}}{10}}} \right)$$

Dove:

Nf_{totale} = nuova cifra di rumore [dB]

Nf_{pre} = cifra di rumore del preamplificatore [dB]

Nf_{Rx} = cifra di rumore ricevitore [dB]

G_{pre} = amplificazione del preamplificatore [dB]

Sostituendo:

$$Nf_{totale} = 10 \log \left(10^{\frac{0,4}{10}} + \frac{10^{\frac{9,2}{10}} - 1}{10^{\frac{18}{10}}} \right)$$

$$Nf_{totale} = 10 \log \left(10^{0,04} + \frac{10^{0,92} - 1}{10^{1,8}} \right)$$

$$Nf_{totale} = 10 \log \left(1,1 + \frac{8,3 - 1}{63} \right) = 10 \log(1,1 + 0,12) = 10 \log 1,22 = 0,86 \text{ dB}$$

Ho illustrato tutti i passaggi per permettere anche ai meno ferrati di ripetere il procedimento con eventuali altri dati in loro possesso.

Come si può notare la nuova cifra di rumore non è quella che molti credono del solo preamplificatore aggiunto, ma dipende da quella di partenza del ricevitore e dal guadagno del preampli stesso. Osservando il penultimo passaggio si può notare che più alto è il guadagno e più ci si avvicina al valore vero e proprio del preamplificatore ovvero $0,4 \text{ dB}$ di Nf , poiché il rapporto che si somma ad $1,1$ decresce sempre più. Per assurdo, se fosse zero ($G = \infty$) Nf_{totale} sarebbe $10 \log 1,1$ ovvero $0,4 \text{ dB}$ nuovamente. Noi vogliamo però avvicinarci ancora di più al valore di $0,4 \text{ dB}$ del primo stadio per cui sarà posto un secondo stadio tra preamplificatore ed Rx con le seguenti caratteristiche:

$$Nf = 2 \text{ dB}$$

$$G = 14 \text{ dB}$$

Rifacendo i giochetti di cui sopra (vi risparmio la dimostrazione) la cifra di rumore complessiva diventa $0,45 \text{ dB}$.

A quale scopo ottenere una cifra tanto bassa se poi il rumore atmosferico limita comunque tutto alla soglia dei 2 dB ?

Noi fino ad ora abbiamo considerato il preamplificatore collegato immediatamente all'antenna, ma purtroppo non è così. Fra queste due entità vi è il cavo e le cavità. Come già ribadito, queste sono fonte di perdita e questa perdita si somma (in dB) alla cifra di rumore. Il buon senso richiede che il preamplificatore sia messo a ridosso dell'antenna, ma ovviamente nel nostro caso non è possibile. Neanche prima delle cavità riceventi è fattibile in quanto andrebbe in saturazione con il segnale del Tx. Solo vicino all'Rx è quindi collegabile ma purtroppo si trova a valle delle perdite. Se però teniamo bassa la cifra di rumore, pur sommando le perdite, riusciamo ugualmente a stare intorno al limite atmosferico dei 2 dB . Infatti:

$$Nf_{pre} = 0,45 \text{ dB}$$

$$\text{Perdita cavo} = 0,8 \text{ dB}$$

$$\text{Perdita cavità} = 1,6 \text{ dB}$$

$$Nf_{totale} = 0,45 + 0,8 + 1,6 = 2,85 \text{ dB}$$

Da notare che anche prima di aver messo il preampli la Nf del ponte era:

$$Nf_{totale \text{ no premplici}} = 9,2 + 0,8 + 1,6 = 11,6 \text{ dB}$$

Se ora applichiamo la formula inversa per sapere la nuova sensibilità in μV con preamplificatore otteniamo:

$$S_{[\mu V]} = \sqrt{10^{(\log \Delta f_{[KHz]} + 0,1 Nf - 2,7)}} = \sqrt{10^{(\log 15 + 0,1 * 2,85 - 2,7)}} = 0,240 \mu V$$

senza preampli:

$$S_{[\mu V]} = \sqrt{10^{(\log \Delta f_{[KHz]} + 0,1 Nf - 2,7)}} = \sqrt{10^{(\log 15 + 0,1 * 11,6 - 2,7)}} = 0,657 \mu V$$

A questo va aggiunto il guadagno dell'antenna Rx che, essendo da $8,5 \text{ dBi}$ incrementano la sensibilità effettiva di $2,6$ volte per cui:

Sensibilità ponte con preampli = 0,092 μV

Sensibilità ponte senza preampli = 0,253 μV

Perché tutte queste paranoie? Semplice da far capire.

Ammettiamo che per transitare discretamente sul ponte un collega debba impiegare 50 Watt con la vecchia configurazione del ponte ovvero $Nf_{tot} = 11,5 \text{ dB}$

Quanta potenza deve impiegare con il preampli acceso e quindi $Nf_{tot} = 2,75 \text{ dB}$?

Niente di più banale. Vi è stata una differenza di potenza nel sistema pari a $11,5 - 2,75 = +8,75 \text{ dB}$ ovvero 7,5 volte in potenza (non si è tenuto conto del guadagno dell'antenna che, essendo uguale per tutte e due i casi, è ininfluente).

Infatti:

$$\text{Fattore di potenza} = 10^{\frac{G_{[dB]}}{10}} = 10^{\frac{8,75}{10}} = 10^{0,875} = 7,5 \text{ volte}$$

Per cui al nostro OM ora bastano:

$$\text{Potenza con preampli} = \frac{\text{Potenza no preampli}}{\text{fattore di potenza}} = \frac{50}{7,5} = 6,6 \text{ Watt}$$

Quanto sopra è stato verificato in via sperimentale con un collega che normalmente transitava discretamente solo con 10 Watt. All'accensione del preampli passava bene con la sua minima potenza di 3 Watt.

Questo giochino vale per tutte le potenze ed infatti, mentre prima con il portatile e gommino dalla cintura di Torino si impegnava bene il ponte solo con 2,5 Watt, ora bastano 300 mW circa, ovvero una potenza irrisoria (senza portata ottica).

Una curiosità.

Prendiamo questa formula:

$$S_{[\mu V]} = \sqrt{10^{(\log \Delta f_{[kHz]} + 0,1Nf - 2,7)}}$$

Se noi potessimo azzerare la cifra di rumore del ricevitore, la sensibilità minima sarebbe determinata solo dalla larghezza di banda (non dimentichiamoci che però esiste la soglia minima del rumore cosmico). Nel nostro caso varrebbe 0,173 μV ovvero -122 dBm.

Ne consegue che un incremento di sensibilità globale del sistema Rx, può essere ottenuto solo aumentando il guadagno delle antenne del ricevitore.

In presenza del caso reale di rumore cosmico la cifra di rumore non potrà scendere sotto i 2 dB: la sensibilità del ricevitore sarà quindi comunque limitata a 0,217 μV . Il discorso precedente resta

valido: solo aumentando il guadagno d'antenna si incrementerà il segnale ricevuto, ogni sforzo sulla cifra di rumore sarà inutile.

A titolo di curiosità riporto le videate riguardanti l'ottimo preampli autocostruito con il GaAsFET di potenza MGF1801 che ha dimostrato caratteristiche ancora superiori ai valori assunti precedentemente per i calcoli. Infatti, la cifra di rumore è inferiore a 0,3dB ed il guadagno circa 24 dB con associata alta IP (-5,5dBm riferito all'ingresso).

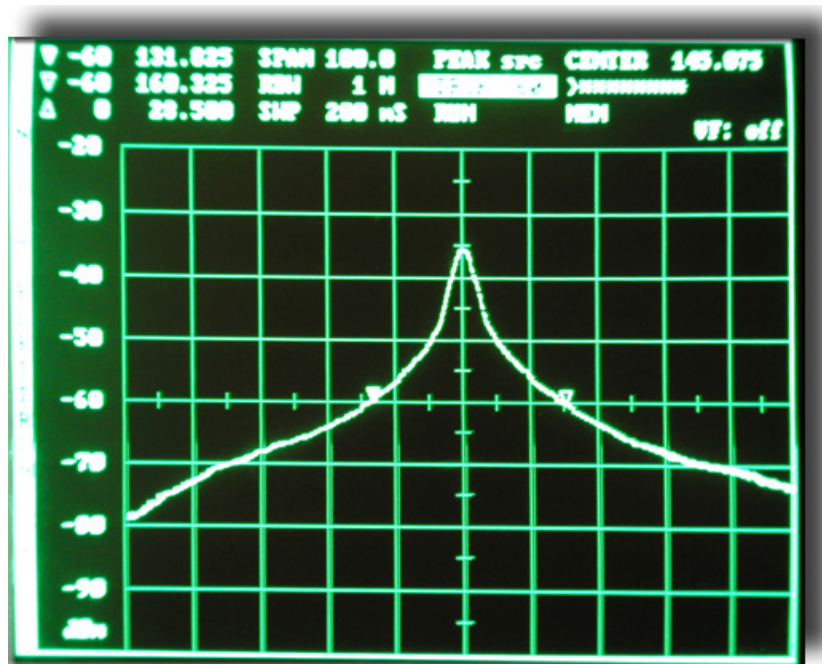


Foto guadagno preampli GaAsFET MGF1801

Lascio al lettore della presente il rifacimento dei calcoli in modo di esercitarsi e prendere confidenza con la materia (HI !).

Per il proseguimento delle analisi comunque si continuerà a fare riferimento ai parametri di partenza esposti nei calcoli precedenti (N_f 0,4 dB, G 18 dB).

La prima immagine si riferisce alla curva del guadagno. Gli estremi per il guadagno a zero dB sono 131,825 MHz e 160,325 MHz con 24 dB massimi a 145.075 MHz.

All'atto delle prime prove, considerato anche i circuiti ad alto Q adottati, sembrava che tale larghezza di banda fosse eccessiva per cui, a titolo di comparazione, si sottoponeva allo stesso esame un preampli a GaAsFET commerciale.

Si guardi la foto.

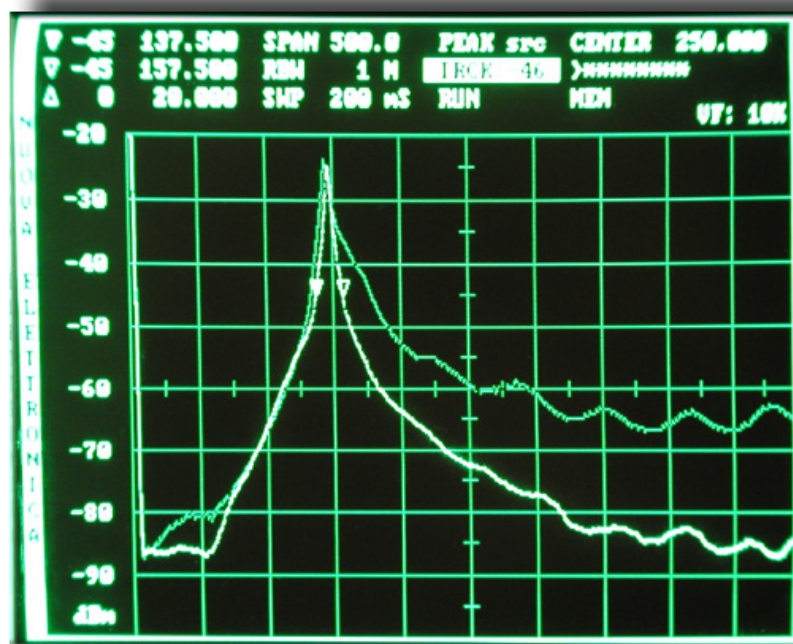


Foto confronto fra preampli GaAsFET MGF1801 e commerciale

La curva più luminosa riguarda il preampli con MGF1801, quella più tenue il prodotto commerciale. Ci tengo ad evidenziare che il preampli commerciale ha un GaAsFET seguito da un secondo stadio amplificatore a FET per fornire lo stesso guadagno che da solo è in grado di dare l'MGF1801. Penso non vi sia bisogno di commenti in quanto si evince da sola la netta differenza a favore sulla selettività, soprattutto alle frequenze alte.

Nella foto successiva sono riportate le curve in frequenza del guadagno (linea marcata) e del ROS in ingresso (linea tenue).

Si ricorda che prima si tara la linea del ROS, poi il guadagno.

La particolare configurazione di questo preampli fa sì che il circuito non autooscilli in qualunque condizione di funzionamento.

Particolari costruttivi sono documentati nella parte fotografica del sito.

Una breve curiosità mentre siamo in argomento. A volte si sentono nominare i parametri "S" mentre si parla di un amplificatore. In generale il comportamento in corrente alternata di un oggetto a due porte viene definito alle varie frequenze mediante tali parametri "S" che si esprimono in numeri complessi. Essi sono rappresentati in tabella.

S11	coefficiente di riflessione d'ingresso	ovvero impedenza d'ingresso
S22	coefficiente di riflessione d'uscita	ovvero impedenza d'uscita
S21	coefficiente di trasmissione diretto	ovvero guadagno
S12	coefficiente di trasmissione inverso	ovvero reazione

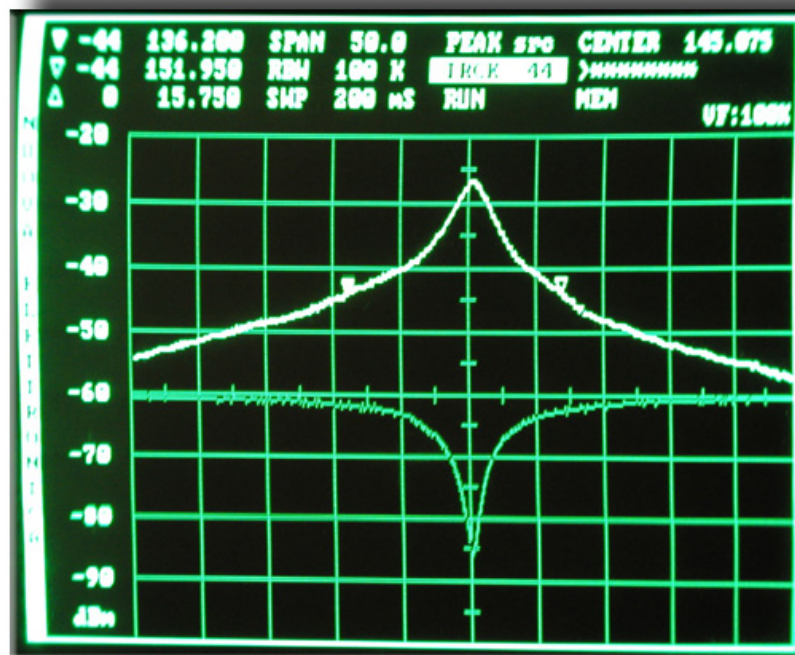


Foto Guadagno-ROS ingresso

Anche se tutte le considerazioni fatte in precedenza possono sembrare un po' ostiche e non interessare che marginalmente l'utente finale, invece **devono** essere fatte da chi progetta un ripetitore perché certe cose non possono essere lasciate in balia del caso. Questo anche perché la conoscenza di certi parametri permettono di stabilire portate e potenze per il transito (linea ottica).

Prendiamo il caso dell'R3 con un'altezza di circa 1000 metri sul livello medio del mare e la pianura Padana con un'altezza di circa 180 metri.

Vogliamo sapere la portata del ponte nel caso di linea ottica.

La formula per tale calcolo è:

$$Portata = 3,57 * \left(\sqrt{AltTx} + \sqrt{AltRx} \right)$$

dove:

Portata = portata ottica [Km]

AltTx = altezza Trasmettitore sul livello medio del mare [m]

AltRx = altezza Ricevitore sul livello medio del mare [m]

$$Portata = 3,57 * (\sqrt{1000} + \sqrt{180})$$

$$Portata = 3,57 * (31,62 + 13,41) = 3,57 * 45,03 = 160,75 \text{ Km}$$

La portata reale è però superiore in quanto le onde elettromagnetiche tendono ad effettuare un percorso curvo rispetto alla terra per cui vi sarà una visibilità definita usualmente "elettromagnetica". Tale distanza non è però costante e varia da 1,2 a 1,8 volte la portata ottica.

Per cui:

$$Portata \text{ del ponte sulla pianura Padana minima: } 160,75 \cdot 1,2 = 193 \text{ Km.}$$

$$Portata \text{ del ponte sulla pianura Padana massima: } 160,75 \cdot 1,6 = 257 \text{ Km.}$$

Poiché noi OM siamo per natura curiosi, vogliamo sapere con quale segnale sarà ricevuto il ripetitore al massimo della portata garantita, ovvero 193 Km.

Innanzitutto si deve calcolare l'attenuazione di tratta in spazio libero:

$$At = 32,5 + 20 \log F + 20 \log D$$

Dove:

At = attenuazione di tratta [dB]

D = distanza [Km]

F = frequenza [MHz]

Quindi:

$$At = 32,5 + 20 \log 145,6 + 20 \log 193$$

$$At = 32,5 + 43,26 + 45,71 = 121,47 \text{ dB}$$

Se si vuole utilizzare tale formula anche per frequenze più alte, bisogna tenere conto di un ulteriore elemento peggiorativo in base alla tabella sotto riportata.

0,001 dB*Km	300 MHz circa	0,006 dB*Km	1,2 GHz circa	0,02 dB*Km	10 GHz circa
0,002 dB*Km	450 MHz circa	0,01 dB*Km	5 GHz circa	0,2 dB*Km	24 GHz circa

Quindi per ogni Km di tratta si dovrà sommare l'attenuazione riportata in tabella alla corrispondente frequenza.

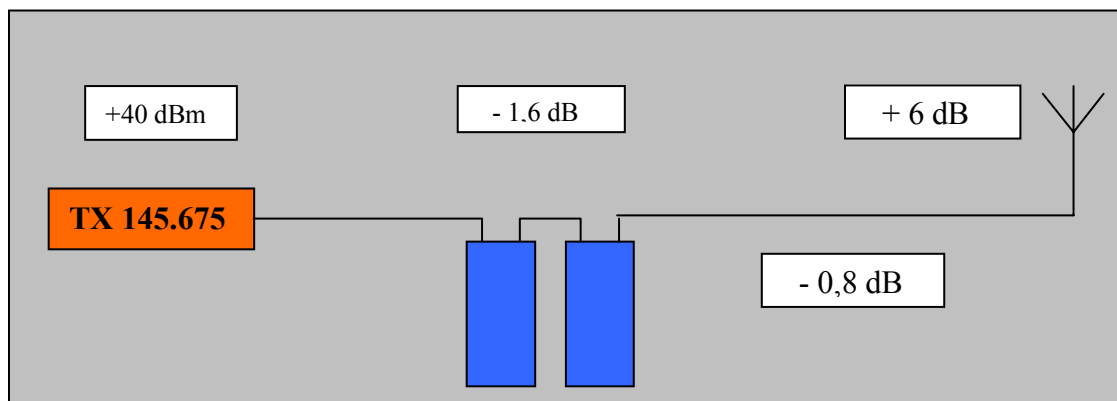
Adesso dobbiamo conoscere la potenza effettivamente irradiata in dBm per proseguire nella risoluzione. Questa si ottiene partendo dalla potenza in dBm del Tx, sottraendo le perdite e sommando i guadagni.

$$Potenza\ Tx\ [dBm] = 10 \log potenza\ Tx\ [mWatt]$$

Ovvero:

$$Potenza\ Tx\ [dBm] = 10 \log 10.000 = 40\ dBm$$

Analizziamo perdite e guadagni:



$$Eirp = P_{Tx} - p_{cavità} - p_{cavo} + G_a$$

Dove:

$Eirp$ = potenza effettivamente irradiata dall'antenna $[dBm]$

P_{Tx} = potenza del Tx in $[dBm]$

$p_{cavità}$ = perdite della cavità $[dB]$

p_{cavo} = perdite del cavo $[dB]$

G_a = guadagno dell'antenna $[dBi]$

N.B. Per quanto riguarda il guadagno dell'antenna in dBi ci si riferisce al dipolo isotropico ideale. Per cui il dipolo reale guadagna su di esso $2\ dB$ (circa).

Rifacendoci alla figura:

$$Eirp = 40 - 1,6 - 0,8 + 6 = 43,6\ dBm\ (ovvero\ 23\ Watt\ circa)$$

Ora che sappiamo quanta *R.F.* viene effettivamente irradiata dall'antenna e l'attenuazione di tratta, si può calcolare l'intensità del segnale a *193 Km* di distanza:

$$P_{Rx} = Eirp - A_t$$

Dove:

$$P_{Rx} = \text{potenza ricevuta [dBm]}$$

$$Eirp = \text{potenza effettivamente irradiata [dBm]}$$

$$A_t = \text{attenuazione di tratta [dB]}$$

Quindi:

$$P_{Rx} = 43,6 - 121,47 = -77,87 \text{ dBm}$$

Questa è la potenza che arriva al ricevitore posto a *193 Km* di distanza (ammettiamo che guadagno antenna e perdite del cavo di questo Rx si equivalgano). A noi però interessa maggiormente il segnale in μV , per cui attuiamo la conversione:

$$S_{[\mu V]} = 10.000 \sqrt{500 * 10^{\frac{P_{Rx}}{10}}}$$

$$S_{[\mu V]} = 10.000 \sqrt{500 * 10^{\frac{-77,87}{10}}} = 28,5 \mu V$$

Ricaviamo dalla tabella seguente il segnale in punti "S":

INTENSITA' SEGNALE S	MICROVOLT
S 1	0,2
S 2	0,4
S 3	0,8
S 4	1,5
S 5	3
S 6	6
S 7	12
S 8	25
S 9	50
S9 + 10dB	150
S9 + 20dB	470
S9 + 30dB	1.500
S9 + 40dB	4.700
S9 + 50dB	15.000
S9 + 60dB	47.000

N.B. si ricorda che tra un punto *S* ed il successivo l'incremento è di *6 dB*.

28,5 μV corrispondono ad un *S8* circa.

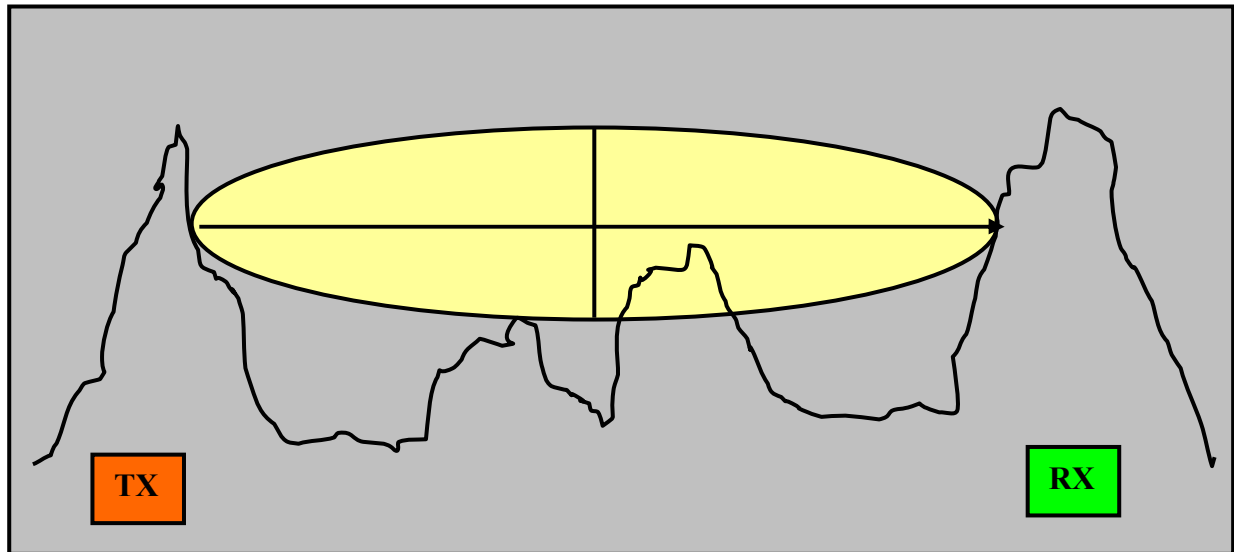
Tirando le somme si può affermare che la minima distanza raggiungibile dal ponte sulla pianura con *10 Watt* al trasmettitore è di *193 Km*, fornendo al ricevitore un segnale pari ad *S8* (N.B. Rx con impianto d'antenna senza guadagno né perdite). Purtroppo per com'è fatta la Valsusa e considerando l'ubicazione del ponte, tale portata si riduce solo ad una fetta verso est.

Senonché...

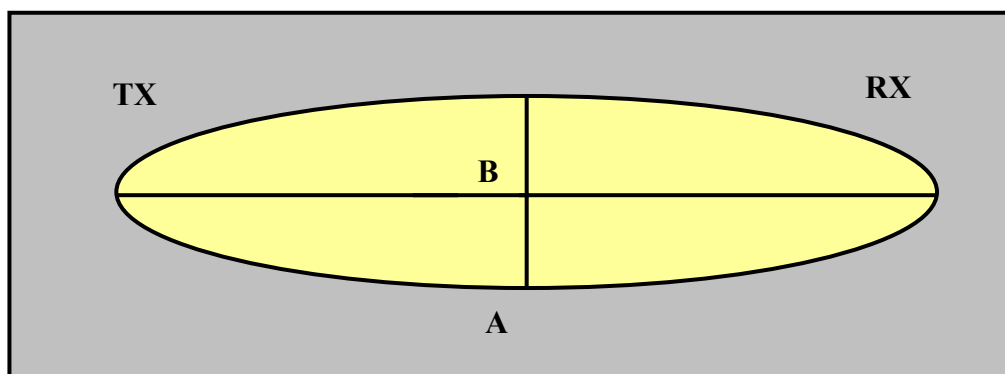
Certe cose sono troppo belle per essere vere. Infatti, quanto esposto in precedenza, vale solo per le portate ottiche e queste si realizzano unicamente con collegamenti spaziali. Infatti, per la nostra applicazione, bisogna considerare anche gli effetti dovuti all'onda riflessa dal suolo; inoltre esistono i dislivelli. Il fatto che il suolo sia di per sé raggrinzito ha come conseguenza la produzione di raggi riflessi che sono ricevuti con fase casuale. Inoltre anche la continua variazione dell'indice di riflessione troposferica influisce a ad aumentare il fading (evanescenza) del segnale. Senza fare calcoli complicati, si possono trascurare tutti questi effetti aumentando di *+20 dB* il bilancio della tratta. Nel nostro caso, dove avevamo teorizzato un *S8* e non aumentando la potenza d'uscita, vanno sottratti circa 3 punti (un punto ogni *6 dB*), per cui si può ipotizzare un *S5* circa. In realtà, per come si vedrà più avanti, è molto meno (considerando il caso reale della nostra valle).

A guastare ulteriormente la festa ai cultori delle portate ottiche, sono gli ostacoli di un certo rilievo posti tra il Tx ed Rx che comunque fra di loro si vedono perfettamente.

Prendiamo come esempio la figura seguente.



Ammettiamo che a sinistra vi sia il ponte, al centro dei rilievi di una certa entità, ed a destra il ricevitore. Perché l'attenuazione reale si avvicini il più possibile a quella calcolata per lo spazio libero, bisogna che l'ostacolo interposto non ostruisca in modo serio l'ellissoide disegnato. Tale figura si definisce "1° ellissoide di Fresnel"



Quello che interessa è vedere quanti ostacoli rientrano in esso, ed a tale scopo, per definire la figura, ci occorre sapere il semiasse AB .

$$AB = \sqrt{\frac{D * \lambda}{4}}$$

Dove:

AB = semiasse $[m]$

D = distanza Tx – Rx $[m]$

λ = lunghezza d'onda $[m]$

Supponiamo che l'Rx sia a 40 km. dal Tx:

$$AB = \sqrt{\frac{D * \lambda}{4}} = \sqrt{\frac{40.000 * 2}{4}} = 141 \text{ metri}$$

Con questi valori si disegna quindi l'ellissoide e si valuta di quanto interferiscono gli ostacoli che la intercettano.

La valutazione degli effetti esulano da questo scritto, per cui ho voluto riportare quanto sopra solo per completezza al discorso della attenuazione di tratta e per far aprire gli occhi su certe portate che correntemente definiamo ottiche e che così "ottiche" non lo sono tanto.

E' possibile fare anche un altro calcolo. Ammettiamo che l'OM a 193 Km voglia impegnare il ripetitore. Quale potenza minima deve avere ?

Abbiamo detto che la sensibilità preamplificatore + antenna con guadagno 8,5 dBi è 0.091 μV . L'attenuazione di tratta è 121,47 dB. Trasformiamo i 0.092 μV nei corrispondenti dBm di sensibilità:

$$S_{[dBm]} = 10 \log S_{[\mu V]}^2 - 106,98$$

$$S_{[dBm]} = 10 \log S_{[\mu V]}^2 - 106,98 = 10 \log 0.091^2 - 106,98 = -127,79$$

Sommiamo algebricamente attenuazione e sensibilità

$$P_{Tx} = 121,47 - 127,79 = -6,32 \text{ dBm} \text{ ovvero } \frac{1}{4} \text{ di milliwatt}$$

Alla luce di quanto esposto in precedenza, tale risultato va preso ovviamente con le molle, in quanto nessuno può credere realisticamente di agganciare sulla terra un ponte a quasi 200 Km di distanza con un quarto di milliwatt (magari in paradiso !).

Sommando i 20 dB precedenti andiamo a 13,68 dBm ovvero 25 mW. Già ad occhio si vede che sono comunque troppo pochi, perché non si tiene conto del fatto che l'onda, una volta incanalata nella valle, subisce una molteplicità d'ulteriori riflessioni dovute alla geografia del territorio. Da un riscontro pratico, su segnale realmente ricevuto, occorrono almeno 20 WattEirp ovvero 43 dBm con una differenza di quasi +50 dBm rispetto al calcolato. Oltre ai 20 dB messi in conto ve ne sono quindi altri 30 aggiuntivi.

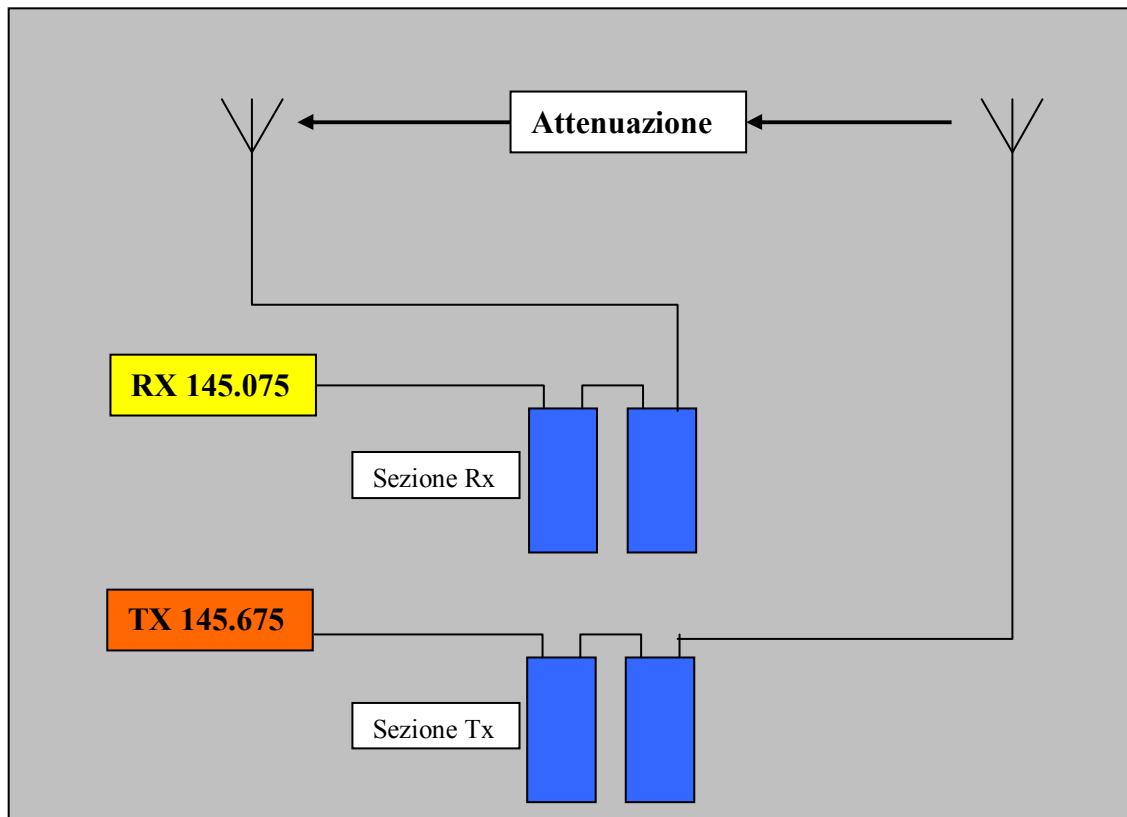
Ricordo comunque che la Valle di Susa, pur essendo aperta per questa direzione, presenta forti strozzature per cui è naturale che la discrepanza sia molto elevata. Queste fasce d'incertezza si attenuano ovviamente col ridursi della distanza.

Quindi, anche in questo caso, la morale è di valutare attentamente quello che si calcola per non incorrere in grossolani errori di valutazione. Quanto sopra può servire comunque da spunto per studiare nelle varie direzioni quanto sia lo scarto tra calcolo teorico ed effetti pratici.

Andiamo avanti.

Fino ad ora si è dato per scontato che il ripetitore funzionasse su di un'unica antenna. Come abbiamo visto all'inizio, l'isolamento in Rx con due sole cavità e 10 Watt Tx è al limite. Nel nostro impianto questo ha già creato problemi. Si è quindi optato per usare due antenne separate, peraltro con maggior guadagno rispetto a quella originaria, ovvero una semplice $5/8\lambda$. In Rx funziona una

collineare 3 elementi con 8 dBi ed in Tx sempre una collineare ma a due elementi con 6 dBi di guadagno. E' intuitivo che la separazione fra trasmettitore e ricevitore aumenta, ma di quanto?

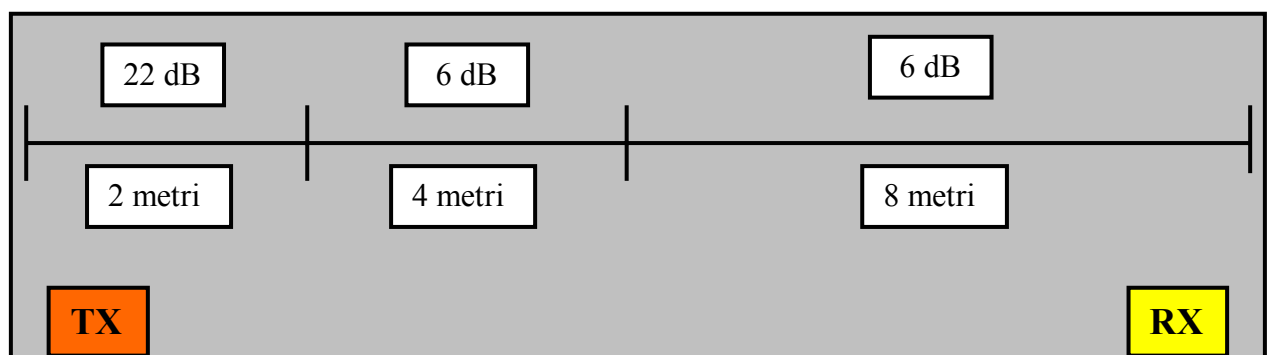


Occorre stabilire innanzitutto due cose per procedere al calcolo: distanza tra le antenne e lunghezza d'onda. Nel nostro caso:

Distanza = 8 metri

Lunghezza d'onda = 2 metri

L'attenuazione fra le due antenne vale 22 dB ad una lunghezza d'onda e aumenta di 6 dB ad ogni raddoppio della distanza.



In definitiva:

$$\text{Separazione in aria} = 22 + 6 + 6 = 34 \text{ dB}$$

Questa attenuazione è però solo apparente, in quanto le due antenne affiancate presentano comunque un guadagno per cui si riduce:

$$\text{Separazione effettiva in aria} = 34 - 8 - 6 = 20 \text{ dB}$$

In questo senso sono state effettuate delle verifiche ovvero si è trasmesso solo con il driver che ha fatto arrivare all'antenna $1,95 \text{ Watt}$ e si è misurato dall'antenna Rx un rientro di 25 mW .

Calcoliamo la separazione in aria:

$$\text{Separazione reale in aria} = 10 \log \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} = 10 \log \frac{1,95}{0,025} = 19 \text{ dB}$$

Quindi 19 dB misurati contro i 20 calcolati, praticamente uguale, a maggior ragione che la spaziatura non è esattamente 8 metri ma un po' meno.

Questo artificio, consente di aumentare la separazione tra Tx ed Rx senza ricorrere ad altre cavità che introducono perdite. La prima considerazione è che la copertura fra Tx ed Rx non è la stessa (ma anche fosse la stessa in caso di vento questa non è garantita a causa dei continui movimenti dei vari enti che causano continue variazioni di fase sulle onde riflesse). Questo non si è dimostrato all'atto pratico un grosso problema, se non nelle zone marginali, grazie alla cospicua sensibilità in ricezione. Quindi chi si colloca per il massimo segnale del Tx, è comunque ricevuto anche se non in posizione ottimale per l'Rx.

Per contro si è potuto notare, nel nostro caso, un miglioramento notevole sul funzionamento del ripetitore, eliminando il sovraccarico sul ricevitore ed anche i rumori provenienti dal Tx. Preciso comunque che, a scanso d'equivoci, si sarebbe teoricamente ottenuto lo stesso risultato aumentando il numero dei filtri in cavità con una sola antenna, a patto di accettare altra attenuazione. Questo vorrebbe dire minor sensibilità in ricezione e ulteriore perdita in trasmissione. Se si volesse mantenere la stessa potenza effettivamente irradiata, si dovrebbe incrementare ulteriormente la potenza del trasmettitore. Normalmente questo non desta problemi, nel caso di un impianto alimentato a pannelli solari invece non sembra molto sensato che quasi metà della potenza in trasmissione faccia felice il sig. joule scaldando le cavità, con grande spreco d'energia.

Si ricorda inoltre che un aumento in trasmissione di potenza, oppure un preamplificaggio in ricezione del segnale, diminuisce l'isolamento di tanti dB pari al guadagno aggiunto.

E qui nasce anche un altro amletico problema: se devo rinforzare il segnale in ricezione, dove metto il preamplificatore?

Come affermato precedentemente, tutte le perdite prima del preamplificatore si assommano alla cifra di rumore. Per contro in 2 metri è inutile scendere sotto i 2 dB del rumore cosmico (mi riferisco sempre ad applicazioni come la nostra, dove il cielo si può sempre considerare "caldo"). A prescindere quindi dalla cifra di rumore, il buon senso richiederebbe che fosse il più possibile vicino all'antenna in modo da non avere perdite aggiuntive e quindi una cifra di rumore effettiva pari a quella del solo preampli. Questo è quanto viene effettivamente fatto nelle stazioni "normali". Nei ripetitori nascono un'infinità di problemi. Perché?

Molto semplice. Precedentemente è stato detto che il nostro Tx rientra sull'Rx con una intensità di 25 mW . Per le formule viste in precedenza, essi corrispondono a $+14 \text{ dBm}$ circa, pari a $1,1 \text{ Volt}$ ovvero un segnale che se applicato direttamente ad un Rx darebbe $S9+85$. Tale intensità non è una bella cosa, ma per fortuna spesso vi sono diodi di protezione sugli Rx che tolgono il segnale a 0.6

Volt (protezioni nate per salvaguardare l'apparato dalla sua stessa commutazione elettronica!). Questo segnale si trova ovviamente a *600 KHz* da dove siamo sintonizzati, ma ciò non impedisce che arrivi lo stesso ai primi stadi dell'*Rx*.

Ammettiamo di voler aggiungere il preamplificatore da *26 dB*. Poiché la larghezza di banda di qualunque preampli non in cavità è di parecchi *MHz* è intuitivo che oltre al piccolo segnalino a *145.075* che vogliamo rinforzare, vi sarà anche quello indesiderato a *145.675* del *Tx*.

I nostri *26 dB* equivalgono ad un guadagno di 20 volte in tensione. Teoricamente se noi applichiamo *1,1 Volt* all'ingresso, all'uscita ci dovremmo ritrovare circa *22 Volt* ovvero più di *6 Watt*. Fortunatamente questo non è possibile, in quanto i dispositivi essendo alimentati a *12 Volt* ed avendo cifre di rumore basse solo per certi tipi d'assorbimenti, non consentono di avere questi valori. Allora cosa succede ? Semplice, il dispositivo va in compressione con risultati facilmente immaginabili. Per avere alte dinamiche come in questo caso, si utilizzano *GaAsFET* di potenza che garantiscono basse cifre di rumore, unite a possibilità di reggere forti segnali. Un esempio è il più piccolo della famiglia, l'*MGF1801* che assorbe circa *50 mA* per dare la sua cifra di rumore più bassa. Considerando che la potenza è circa *200 mW* ed i *GaAsFET* sono utilizzati in classe A quindi con un rendimento del *30%* ne consegue che ci si possa attendere *60 mW* all'uscita (in realtà, per una serie di motivi, anche meno). Con un guadagno di *26 dB* il massimo segnale applicabile all'ingresso è di *0,15 mW* (e non certamente i nostri *25 mW*!).

Conseguenze? E' ovvio che non si può mettere vicino all'antenna in quanto sarebbe il disastro. Di quanta attenuazione si avrebbe bisogno come minimo per funzionare? Facciamo un rapido calcolo:

$$Att. min. = 10 \log \frac{\text{potenza rientro}}{\text{potenza accettata}} = \frac{25}{0,15} = 22,2 \text{ dB}$$

Considerando un *30 dB* circa d'attenuazione di una buona cavità a *600 kHz*, sarebbe possibile inserirlo dopo la prima sezione, infatti si avrebbe solo più un rientro di *0,025 mW* (*35 mV* pari ad un *S9+55* circa).

A questo punto nella cifra di rumore complessiva si dovrà tener conto delle perdite a monte. Dando per assodato un *0,45 dB* del preampli avremo:

$$Nf \text{ preampli} = 0,45 \text{ dB}$$

$$Perdita \text{ cavo} = 0,8 \text{ dB}$$

$$Perdita \text{ di solo } 1/2 \text{ cavità} = 0,8 \text{ dB}$$

Quindi:

$$Nf \text{ tot.} = 0,45 + 0,8 + 0,8 = 2,05 \text{ dB}$$

Per cui, con $2,05\text{ dB}$ noi raggiungiamo la cifra teorica di 2 dB sotto il quale è inutile scendere, con un compromesso che permette brillantemente di risolvere la situazione.

Cosa succede però ora dal lato Rx?

Infatti il preamplificatore alza il rientro di 26 dB , ma la cavità seguente lo attenua nuovamente di 30 dB . Quindi:

$$\text{Attenuazione totale} = 26 - 30 - 30 = -34\text{ dB}$$

Considerando che dall'antenna Rx vi era un rientro di 25 mW , ora all'uscita della cavità ci ritroveremo con $10\text{ }\mu\text{W}$, pari a $22,3\text{ mV}$ ai capi del ricevitore, ovvero un segnale $S9+50$ circa. Poiché esso si trova a 600 KHz dalla frequenza che interessa ricevere, è ovvio che il ricevitore deve essere in grado di reggere tale segnale a questa distanza senza desensibilizzarsi.

A titolo di curiosità è possibile vedere a quanto ammonta il segnale di rientro senza preampli. In questo caso:

$$\text{Attenuazione totale s.p.} = -30 - 30 = -60\text{ dB}$$

Con i soliti 25 mW dall'antenna Rx avremo all'uscita $0,025\text{ }\mu\text{W}$ pari a $1,12\text{ mV}$ ovvero un $S9+25$, trattabile abbondantemente da qualunque ricevitore, a 600 KHz .

Ora un piccolo appunto nel caso dell'aggiunta di un preamplificatore. Ricordarsi che il nuovo segnale che visualizza lo strumentino dell'Smeter, non è reale in quanto va detratto il guadagno del preampli all'ingresso. Quindi, se un segnale arriva $S4$ e gli si applica un amplificatore da 30 dB , esso darà un falso $S9$ in quanto ogni punto S corrisponde ad un incremento di 6 dB . Questo perché esso è tarato per l'intensità dei segnali al suo ingresso ed ovviamente non tiene conto d'interferenze esterne. Si noti che, in base ai discorsi fatti prima, se si applica un preamplificatore che non ha una cifra di rumore inferiore al ricevitore, anche in presenza d'alti guadagni non si ottengono miglioramenti. Infatti non si farà altro che incrementare ulteriormente i segnali che già si sarebbero ricevuti, senza comunque acquisirne di più deboli. Quindi, nell'acquisto di un preampli, occhio al guadagno e cifra di rumore che, come dimostrato, influiscono tutte e due sul risultato finale.

Una curiosità.

Raffreddando i preamplificatori a GaAsFET a bassissime temperature (pochi gradi Kelvin), si ottiene una diminuzione considerevole della cifra di rumore. Tale procedimento NON va fatto per i transistor bipolari che, per la loro fisica di funzionamento, smetterebbero di lavorare.

A tal proposito ricordo anche che la cifra di rumore può essere espressa in gradi Kelvin che non rappresenta una temperatura fisica (misurabile con il termometro), ma di rumore.

La conversione è questa:

$$Tr = 290 \left[10^{\frac{Nf}{10}} - 1 \right]$$

Per esempio $2,5\text{ dB}$ di cifra di rumore di un preamplificatore corrispondono a:

$$Tr = 290 \left[10^{\frac{Nf}{10}} - 1 \right] = 290 \left[10^{\frac{2,5}{10}} - 1 \right] = 225,6\text{ }^{\circ}\text{K}$$

Questo vuol dire che il nostro preamplificatore con Nf di $2,5 \text{ dB}$ crea tanto rumore quanto ne produrrebbe una resistenza di 50Ω posta a $225,6 \text{ }^\circ\text{K}$, $-47,4 \text{ }^\circ\text{C}$ (*Celsius*).

Si ricorda che:

$$0 \text{ }^\circ\text{C} = 273 \text{ }^\circ\text{K} \qquad 0^\circ\text{K} = -273 \text{ }^\circ\text{C}$$

Spesso si sente nominare anche il fattore di rumore F . Esso vale:

$$F = 10^{\frac{Nf}{10}}$$

Nel caso di prima:

$$F = 10^{\frac{Nf}{10}} = 10^{\frac{2,5}{10}} = 1,778$$

Ovvero il nostro preamplificatore produce 1,778 volte di rumore in più rispetto ad un preamplificatore ideale.

In ultima analisi, cifra di rumore, temperatura di rumore e fattore di rumore sono tre modi diversi di esprimere la stessa cosa.

□ **Considerazioni**

Perché tutto questo lungo discorso?

Semplicemente per il fatto che le cose non si improvvisano, ma bensì si studiano e poi si mettono in pratica. Se si è particolarmente fortunati può funzionare tutto anche al primo colpo ma, se questo non accade (ed è la prassi), bisogna sapere dove metter le mani. Inoltre, progettare e costruire un ripetitore, non è semplicemente accostare un Rx ed un Tx con un relay del PTT, come molti ingenuamente credono, ma è un ponderare tutta una serie di condizioni che se trascurate possono facilmente portare all'insuccesso. Francamente mi viene da sorridere quando sento affermazioni del tipo “ma dovrebbe essere un po’ più sensibile, oppure più potente ecc...” che a volte capita di ascoltare sui vari ponti. Chissà se quanto detto in precedenza servirà a qualcuno per far comprendere come fragile sia l'equilibrio che governa un ripetitore e quanto rischio vi sia dietro a qualunque seria modifica.

□ Conclusioni

Questa parte discorsiva l'ho tenuta per ultima a titolo di premio per chi è sopravvissuto alle considerazioni precedenti (HI!).

Come si fa a riconoscere un ripetitore che funziona bene da uno che va male? Non vi fornirò certo una lista di questi ponti, ma dopo quello che vi avrò detto potrete divertirvi a farvene una personale. Partiamo dal funzionamento ottimo.

- Allontanandosi da ponte, il segnale deve scendere progressivamente all'OM che lo impegna, contemporaneamente anche dal lato ponte l'intensità si affievolirà fino al punto che si sgancerà.

E' ovvio? Certo che sì, ma se ci fate caso non sempre è così.

- 1° caso: quando il segnale è al limite il ponte sgancia e si riaggancia. Questo è un chiaro sintomo di rientro su sé stesso. Infatti il ricevitore come sensibilità riceve il segnale, ma appena va in trasmissione si autoazzerà, perdendolo nuovamente. Il ciclo quindi riprende fino alla cessazione del segnale
- 2° caso: Si sentono rumori e crepitii: Il segnale del Tx non è sufficientemente filtrato e quindi rientra sull'Rx, non necessariamente desensibilizzandolo, ma creando fastidio sui segnali di debole intensità
- 3° caso: Ci si allontana dal ripetitore, il segnale è sempre forte ma, invece di giungere progressivamente frusciati noi al ponte improvvisamente non lo si aggancia più. E' un caso dove, a seguito dei due problemi precedenti si è fatto i furbi. Invece di una soluzione a monte, si è alzato lo squelch del ricevitore.

Generalmente è difficile sentire i problemi enunciati al 1° e 2° caso, perché si risolvono con il sistema del terzo. Questo determina un forte squilibrio tra l'area di ricezione e quella di copertura del ponte. Peraltro, quindi, si crea QRM in zone dove non può essere agganciato e contemporaneamente si impedisce l'installazione d'altri ponti sulla stessa frequenza oppure comunque dà fastidio.

Come si scopre ?

Semplice, trasmettere ed abbassare progressivamente la potenza, si deve giungere al ponte con sempre maggior fruscio di sottofondo, fino al limite della comprensione e poi il ripetitore deve sganciarsi. Se questo si sgancia quando ancora il nostro segnale non è per niente frusciato, siamo nel caso 3.

La stessa procedura si attua per i punti 1 e 2, con le conseguenze enunciate.

Va fatto però un distinguo:

mentre nei primi due casi il malfunzionamento si riflette solo sul ripetitore stesso, nel terzo caso a rimetterci sono un po' tutti.

Un ponte ben funzionante ha un'area di copertura equilibrata e, se questo non è possibile, deve essere squilibrata dal lato dell'Rx (inteso come più sensibile).

Infatti è inutile che il Tx sia esageratamente potente (ci sarebbero anche delle norme di legge in tal senso ...) provocando QRM fuori dalle zone di copertura, per contro una maggiore sensibilità in ricezione permette di usare potenze più basse. Tale opportunità è importantissima in caso di calamità naturale, dove operando con apparati palmari è necessaria una lunga durata delle batterie.

Inoltre, per mia visione strettamente personale a cui nessuno è costretto ad aderire, io penso che i ponti in VHF dovrebbero essere riservati alle zone montane, dove effettivamente vi sono problemi di comunicazione soprattutto in momenti d'emergenza. In pianura basterebbero quelli in UHF; ci sarebbero meno interferenze e soprattutto non si creerebbero casi dove qualsiasi ...pirla della pianura padana può bloccare un ponte. Personalmente credo inoltre che le zone di copertura non debbano essere troppo estese. Infatti, sempre nel caso d'emergenze, si creerebbe QRM in zone dove

si svolgono altre operazioni. Per tale motivo il nostro ponte, PER SCELTA, copre solo la Valle di Susa. La potenza trasmessa al di fuori della valle è irrisoria e la sensibilità in ricezione spinta al massimo. Infatti, dal punto di vista della ricezione dei segnali indesiderati, noi siamo protetti dalle montagne per cui si può spingere la sensibilità in ricezione ai massimi livelli con i vantaggi che ne conseguono. Dalle prime prove (con una antenna unica $5/8 \lambda$) ad ora, siamo passati da una copertura del territorio del circa 30% con un semplice portatile e pacco pile (2,5 Watt) ad oltre l'85%.

A noi sembra un buon risultato che comunque non ci fa mettere di certo la parola fine.

73 Mauro, IK1IMG