

## Noise Power Ratio (NPR) Testing. Adattato alle misure dei Ricevitori per OM.

Claudio Capelli, I4LEC

Eraldo Sbarbati, I4SBX

### Premessa.

Quando non si può mettere in competizione diretta e contemporanea due o più contendenti o apparati è necessario fare delle misure individuali per poter successivamente comparare i risultati. Naturalmente è indispensabile che le misure siano accurate e ripetibili e soprattutto bisogna saper individuare quali parametri misurare e in quali condizioni.

Nel caso dei ricevitori per OM, ormai la maggior parte delle misure, o meglio, delle metodologie sono state standardizzate di fatto dalla ARRL.

Di solito vengono misurati molti parametri, ma non tutti hanno lo stesso peso sulla qualità del ricevitore.

Per esempio se prendiamo in considerazione la dinamica:

in un ricevitore tradizionale (con Mixer, IF etc.) possiamo trovare, nei migliori dei casi, il valore della la dinamica all'intermodulazione di 3° ordine superare di poco i 100 dB alle spaziature più strette, e contemporaneamente la dinamica dei prodotti di secondo ordine e la dinamica di "Blocking Gain Compression" che possono raggiungere o superare il valore di 140 dB. (valori del K3).

Invece troveremo una situazione completamente rovesciata nei ricevitori SDR a campionamento diretto, come il Perseus, che non sono affetti dai problemi di intermodulazione di 3° ordine, ma sono limitati dalla saturazione dell'ADC.

Comunque sia, la dinamica di qualsiasi apparato sarà limitata principalmente dal valore più basso. Come la resistenza di una catena con anelli differenti l'uno dall'altro, non è determinata né dall'anello più resistente, né dalla media delle resistenze dei singoli anelli, ma semplicemente dall'anello più debole che si spezza per primo.

Non so perché vengano pubblicati tanti parametri: per mostrare la completezza della misura o per puri fini pubblicitari?

Per i Ricevitori classici, di solito, il parametro più critico è la dinamica alla distorsione all'intermodulazione di 3° ordine, perciò con solo questo valore potremmo già avere una prima idea della qualità del ricevitore.

E' consolidato che la distorsione di 3° ordine viene misurata iniettando al dispositivo sotto misura (DUT) un dual-tone (due frequenze di uguale livello,  $f_1$  e  $f_2$ , spaziate fra loro di qualche kHz), misurando poi all'uscita i prodotti di terzo ordine ( $2f_1-f_2$  e  $2f_2-f_1$ ).

Purtroppo la misura con il dual-tone non tiene affatto conto della larghezza di banda dello stadio d'ingresso.

Con solo questa misura si arriva al paradosso che un ricevitore con un "front-end" selettivo risulta uguale o peggiore, a causa delle perdite dei filtri, dello stesso con dei filtri larghi un'ottava o addirittura senza filtri d'ingresso.

La fig. 1 mostra lo spettro della potenza all'uscita di un'antenna verticale, Mosley RV-4C, (alle 9 di sera d'inverno), montata sul mio tetto. Sull'intera banda dei 40m. (200 kHz) arrivavano circa -63 dBm, invece su una banda di 2 MHz, più stretta del filtro front-end di qualsiasi Rx commerciale a copertura continua, arrivavano circa -22dBm, fig. 2.

Vale a dire che se facessimo precedere al ricevitore un filtro di banda, in questo caso largo 200kHz, ai primi stadi arriverebbe una potenza minore di:

$$-22 - (-63) = 41\text{dB}$$

Ora è evidente che se al Mixer togliamo 41 dB di potenza a noi inutile, guadagniamo in dinamica sui segnali a noi utili, ma per ora non abbiamo nessun metodo di misura che rispecchi questa modalità se non il Rapporto Potenza Rumore o **Noise Power Ratio (NPR)**.

## **FDM e Noise Power Ratio (NPR).**

Questa è la definizione della **FDM** di wikipedia:

“In telecomunicazioni la **multiplazione a divisione di frequenza**, anche conosciuta come **FDM** (acronimo inglese di *frequency division multiplexing*), è una tecnica di multiplazione ovvero di condivisione delle risorse trasmissive di un canale di comunicazione (cioè la banda) secondo la quale l'intero canale trasmissivo disponibile è diviso in sottocanali, ognuno costituito da una banda di frequenza e separato da un altro grazie ad un piccolo intervallo di guardia. Questo rende possibile la condivisione dello stesso canale da parte di diversi dispositivi che utilizzano diverse regioni di frequenze e utenti che possono così comunicare contemporaneamente senza incorrere nella mutua interferenza”. [1].

Già dal 1963 (CCIR Recommendation 399 ver.A) e successivamente nel 1974 (CCIR Recommendation 399-2 ver.B) sono state definite le norme per questo tipo di comunicazione [2]. Nelle prime versioni si trattava prevalentemente di canali audio “impacchettati” uno accanto all’altro dove la larghezza di banda di ognuno è costante e definita e la larghezza di banda totale dipende dal numero di canali.

Le norme sopra citate prevedono molte combinazioni da un minimo di 12 canali fino a 2700 canali telefonici, con le bande occupate rispettivamente da 12kHz a 60 kHz e da 316kHz a 12388 kHz. (Ricavato dal rif.[2]).

In questo modo possono essere posti un certo numero di canali indipendenti fra loro, limitati dalla sola larghezza della banda, su un solo mezzo indifferentemente che questo sia un ponte radio, un cavo o una fibra ottica.

In questi sistemi è importante che i vari canali non si disturbino a vicenda.

Per controllare che questo avvenga è stato messo a punto il metodo **NPR** utile per provare i sistemi FDM/FM multicanali sia terrestri sia satellitari.

Al ponte radio sotto misura viene inviata una banda di rumore costante in ampiezza, rumore bianco, (un rumore bianco può essere considerato l’equivalente di uno spettro di infinite frequenze) per tutta la banda occupata tranne un canale dove il rumore viene fortemente attenuato.

La fig. 3 mostra la banda di rumore, secondo le norme CCIR-399, Generato da un Marconi TF2091, per una trasmissione a 600 canali in una banda da 60 kHz a 2660 kHz con un notch a 1248 kHz. Il canale senza rumore (all’interno del notch) dovrebbe rimanere libero fino alla fine della tratta, invece verrà in parte occupata dai prodotti di tutte le distorsioni possibili causate dai canali adiacenti.

Alla fine della tratta da valutare, è posto uno specifico ricevitore, sintonizzato sulla frequenza del Notch, il rapporto del livello del rumore con il Notch inserito e non-inserito ci dà il valore **NPR**. Fig. 4. (tratto dal manuale Marconi Instruments OA 2090B [2]).

Le norme CCIR determinano anche il livello di rumore da mettere all’ingresso del ponte e il rapporto minimo che si dovrebbe leggere all’uscita per considerare il ponte usabile.

In questo caso tutti gli apparati commerciali, indipendentemente dalla marca e/o dal costruttore devono rispondere a delle specifiche minime per essere a norma e di conseguenza intercambiabili fra loro.

## **Strumenti per la misura dell’NPR nei sistemi FDM.**

Le più note case costruttrici di strumenti per telecomunicazioni hanno messo sul mercato diversi test-set per questo tipo di misure.

I più noti e reperibili sul mercato surplus, sono: Wandel & Goltermann RS-50 e RS-100, Rhode & Schwarz SUF2, Marconi TF 2091 (OA2090A), Fig. 5.

Ogni test-set, di solito, si compone di due distinti strumenti, un Trasmettitore ed un Ricevitore. Entrambi dovranno essere equipaggiati da specifici filtri: LowPass, HighPass, BandStop (notch) e BandPass (per i Ricevitori) secondo le specifiche del canale da provare.

In questo genere di misure il Generatore di Rumore (Trasmettitore) dovrà avere una banda di rumore larga esattamente come il canale da provare, ed all'interno di questa banda ci sarà uno o più notch che dovranno essere più profondi della dinamica massima che si vuol misurare. Anche il ricevitore avrà una banda di ricezione uguale alla larghezza di banda del canale e deve essere sintonizzabile su tutta l'escursione di frequenza del canale, o almeno sulle frequenze dei notch usati, con una larghezza di banda minore della larghezza del notch del generatore, in modo da poter misurare solo il rumore all'interno del canale libero dal segnale. I generatori di rumore commerciali indicano con precisione la potenza totale del rumore ( $P_{totdBm}$ ), sebbene per i nostri usi, dove non è fissata la larghezza di banda ed il numero di canali, sarebbe molto più utile conoscere la densità spettrale del rumore in dBm/Hz. L'impedenza di I/O di questi strumenti è di solito 75  $\Omega$ .

Verso la metà degli anni '90 la Sip si è trasformata in Telecom Italia e si è disfatta di molti laboratori di assistenza tecnica. In una fiera dell'elettronica ho trovato un venditore con un pallet pieno di strumentazione di questa provenienza che vendeva tutto a 10mila lire al pezzo indipendentemente da che cosa fosse. Qui mi sono accaparrato un generatore Marconi Instruments TF-2091 funzionante e completo di filtri. Fig.5. Da allora sono iniziati i nostri primi tentativi di misura NPR su tutti i Ricevitori che capitavano sul banco di lavoro.

\*\*\*\*\*

### **Adattamento alle misure NPR degli apparati per OM.**

Molto è stato già detto e scritto a proposito, vorrei citare almeno Adam Farson, VA7OJ/AB4OJ [3] e Gianfranco Verbana, I2VGO [4] entrambi hanno profondamente analizzato il problema ed hanno spiegato come fare delle misure sugli apparati per OM usando gli strumenti professionali surplus.

Alla luce dei risultati ottenuti su vari ricevitori noi abbiamo cercato di definire i seguenti parametri:

- 1) Larghezza di banda del Rumore da applicare all'ingresso del ricevitore.
- 2) Livello del segnale del Rumore.
- 3) Profondità e larghezza dei filtri Notch (Elimina Banda).
- 4) Una metodologia di misura.

### Larghezza di banda del Rumore.

Le prime prove le abbiamo fatte con il generatore Marconi Instruments TF-2091, con il filtro notch alla frequenza più alta in nostra dotazione pari a 3886 kHz, e ci siamo subito resi conto che il sistema poteva essere utilizzato.

Il passo successivo è stato quello di costruire dei filtri notch a quarzo centrati sulle nostre frequenze, in particolare per le bande dei 40, 20 e 10metri.

Sulle bande OM abbiamo potuto confrontare le misure classiche (dual-tone, reciprocal mixing etc) fatte da noi, da QST, da RadCom e da Rinaldo Briatta I1UW/5 con i valori NPR.

Abbiamo subito constatato che i migliori valori di dinamica NPR li avevano gli apparati con filtri front-end stretti, mentre altri ricevitori che sulla carta avevano buone caratteristiche di dinamica, ma front-end larghi, alla prova NPR risultavano più scarsi.

Aggiungendo un filtro di banda, fig. 6, all'ingresso dei ricevitori con front-end largo abbiamo notato dei miglioramenti, variabili a seconda dei vari Rx, da qualche dB fino ad oltre 10 dB.

BINGO!, questo è stato l'ultimo motivo per innamorarci di questo metodo di misura, abbiamo avuto la conferma che in un colpo solo si potevano valutare tutte le distorsioni, reciprocal-mixing e soprattutto valutare l'intero ricevitore comprensivo dei filtri d'ingresso.

Molto sbrigativamente potremmo affermare che sebbene nessuna simulazione o metodo di misura rispecchia fedelmente le condizioni effettive di lavoro, la prova con il dual-tone simula le condizioni migliori e l'NPR le condizioni peggiori.

Alla luce di questo risultato abbiamo deciso che la banda di rumore in ingresso è bene che sia sempre più larga della larghezza del filtro d'ingresso del ricevitore.

Almeno entro questo intervallo la curva della potenza del rumore deve essere più piatta possibile;  $\pm 1$  dB può essere accettabile.

In questo modo il test rispecchierà il più possibile le reali condizioni d'impiego dell'apparato.

#### Livello del segnale del Rumore.

Come già detto, per i ponti radio commerciali il problema non si pone perché il livello d'ingresso è determinato dalle norme (CCIR). Nel nostro caso, invece, dobbiamo trovare sempre il giusto livello per ogni determinato ricevitore.

Un comune analizzatore di spettro si comporta esattamente come un ricevitore classico (con il Mixer, IF, etc.), quindi anche questo strumento soffre delle stesse distorsioni.

Nell'analizzatore di spettro la sintonia spazzola automaticamente su una banda ben definita (span) e l'uscita, di solito in dB, è mostrata su uno schermo, in questo modo ci è più facile spiegare l'andamento e darne una rappresentazione grafica.

La fig. 7 mostra la risposta dell'analizzatore di spettro a differenti livelli di rumore spazati di 10 dB fra loro.

La curva di colore nero rappresenta la reale forma del filtro Notch, tutte le altre curve sono state ricavate facendo passare il rumore bianco attraverso il filtro notch.

Nota: nella fig. 7 è evidente la differenza di larghezza fra la curva di colore nero (esatta) e le altre.

La curva di colore nero è stata determinata con Tracking-Generator ed acquisita con una risoluzione adeguata, invece per le altre curve si è dovuta usare una risoluzione più grande, 1kHz, inadeguata per determinare l'esatta larghezza del notch, ma migliore per vedere il livello del rumore con una integrazione accettabile di 2sec/div.

Sotto l'effetto della banda di rumore bianco le curve sono meno profonde della curva reale del filtro notch.

Il valore dell'NPR è dato semplicemente dalla profondità del Notch sotto l'effetto della potenza del rumore, tuttavia è evidente che ogni curva ha una profondità diversa.

Le curve di colore porpora e ciano, sono limitate in profondità dal rumore del DUT, (Analizzatore di Spettro).

Dalla linea verde, (la migliore, NPR di quasi 50 dB) si incomincia a vedere l'incremento del rumore alla base del notch dovuto alla somma di tutte le componenti delle varie distorsioni.

La linea blu, ancora meno profonda della precedente, è affetta da tutte le distorsioni possibili, è evidente che per 10 dB di incremento della banda di rumore la profondità del notch diventa di circa 20 dB, valori riferiti rispetto alla linea verde.

Sulla linea rossa vediamo, oltre un incremento di circa 25 dB delle distorsioni all'interno del notch anche una limitazione del livello fuori del notch di circa 3dB, (-53 dB invece di -50 dB), rispetto alla curva precedente, questo appiattimento è riconducibile al "Blocking Gain Compression" riferite alle misure ARRL.

Già a prima vista potremmo suggerire che per misurare i ricevitori classici: il livello migliore del segnale potrebbe essere fissato appena sopra il livello del rumore all'interno del notch; 3 dB sopra al valore dell'MDS, potrebbe essere un valore conveniente. (come la linea verde di fig. 7).

Con i valori delle curve appena descritte, più altri valori, abbiamo costruito il grafico di fig. 8, curva di colore porpora, in accordo con le curve chiamate "Noise Loading" dei riferimenti [2], [3] e [4].

Nota: tutte le misure sono state fatte con una approssimazione di 1 dB, anche la linearità delle curve risente di tale approssimazione.

Possiamo vedere che nel primo tratto ascendente la pendenza è 1 (uno), ad ogni dB di incremento sulla scala orizzontale corrisponde un analogo valore sulla scala verticale, in questo tratto prevale il rumore del ricevitore.

Appena si raggiunge, all'interno del notch, il rumore del DUT (MDS) la curva tende ad appiattirsi e raggiungere un valore massimo, questo è il punto ideale dove fare la misura.

Oltre il valore massimo segue una repentina discesa con pendenza di circa -2.5, -3, questa è dovuta alla sommatoria di tutti i prodotti di tutte le distorsioni possibili.

La curva di colore blu, della stessa fig. 8, mostra la curva dello stesso DUT, ma preceduto dal filtro di banda di fig. 6, è evidente il miglioramento della dinamica NDR di circa 10 dB.

Il filtro limita la potenza del rumore che raggiunge il DUT, in questo modo il mixer a parità di potenza in banda può gestire segnali più grandi.

Naturalmente per fare le misure NPR su un ricevitore classico bisogna allestire un set-up un po' più complicato perché all'uscita non abbiamo un pan-adaptor tarato in dB, bensì un'uscita AF per l'auricolare. Dovremmo usare un mVoltmetro true RMS come nelle comuni misure di dual-tone, ma vedremo più avanti come farle al meglio.

Facendo la stessa prova su un ricevitore a campionamento diretto ADC (Perseus), ci si potrebbe aspettare delle curve come quelle precedenti (fig. 8) invece il risultato è concettualmente diverso. Questo tipo di ricevitori non soffrono delle distorsioni di intermodulazione tipiche dei sistemi analogici. Ai bassi livelli di segnali prevale il rumore del sistema, circa come nei ricevitori classici, poi aumentando il livello del segnale di rumore non si percepiscono degli incrementi notevoli all'interno del notch.

Aumentando ancora il livello del rumore in ingresso si arriva alla condizione di saturazione del convertitore ADC, dove il sistema perde ogni controllo.

Per questo tipo di ricevitori il livello d'ingresso della banda del rumore deve essere fissato, come per il precedente, con il livello al notch appena superiore all'MDS, ma contemporaneamente il segnale fuori dal notch non deve mai raggiungere il punto di saturazione, in caso di conflitto bisogna privilegiare questo secondo caso, diciamo anche qui che 3dB sotto al livello di saturazione potrebbe essere un livello conveniente.

Anche per ricevitori SDR-ZIF (SoftRock, PM-SDR, Flex-1500, etc.) bisogna fare un discorso a parte. Questi ricevitori si compongono di una parte analogica (mixer e IF) ed una parte digitale (Sound-Card con ADC).

La parte analogica si comporta esattamente come un ricevitore classico, la parte digitale come un ricevitore a campionamento diretto ADC.

Questi ricevitori, di solito, usano un Mixer (chiamato anche Quadrature Sampling Detector) di ottima qualità, quindi se la Sound-Card non è all'altezza o si sono calcolati male i guadagni della IF prevalgono gli effetti di saturazione sulle distorsioni di intermodulazione, nel caso di un dispositivo ben equilibrato bisogna comportarsi come nel il caso precedente del Perseus.

Un altro fenomeno tipico di questi ricevitori è la scarsa reiezione all'immagine IF, questo è il valore limite di misura NPR, quindi se è possibile azzerrare questa componente come con i programmi WinRad e suoi derivati, eseguire attentamente questa operazione in modo da raggiungere, all'interno del notch, un livello di soppressione dell'immagine, superiore al valore dell'NPR che ci si aspetterebbe.

Profondità e larghezza dei filtri Notch (Elimina Banda).

Per i ricevitori con un buon "Panadapter" incorporato, come tutti i SDR, il problema della larghezza di banda del notch non si pone, in quanto è sempre possibile vedere la forma del filtro e prendere i valori per le misure all'interno di questo. Fig. 9.

Nei ricevitori classici per misurare il segnale d'uscita si è costretti ad usare un mVoltmetro true RMS all'uscita AF, perciò dobbiamo sempre essere sicuri che la larghezza del notch alla sua massima attenuazione sia sempre più larga del filtro IF in uso.

Con il filtro notch di fig. 7, curva nera larghezza 2.5 kHz a -85 dB di profondità, è bene fare le misure con un filtro CW da 500 Hz in modo da avere un ampio margine di sintonia all'interno del notch, sebbene sia possibile anche in SSB con filtro di 2.3 Hz, ma la sintonia sarà più critica.

Il limite della dinamica misurabile è data dalla profondità del notch e quando il valore NPR si avvicina al valore della massima profondità si introduce un errore sistematico.

Il valore effettivo varia a seconda del valore letto secondo la formula:

$$\text{NPR} = 10 \log_{10}(10^{-(\text{NPR}_m/10)} - 10^{-(\text{NPR}_t/10)}). \quad [6] [3]$$

Dove:

$\text{NPR}_m$  = NPR misurato;       $\text{NPR}_t$  = Profondità Filtro Notch.

In linea di massima potremmo affermare che la profondità del notch deve essere almeno 10 dB più profonda del massimo valore di NPR che si intende misurare. (errore = 0,5dB).

Accettando un errore di 1 dB si può misurare un valore di NPR fino a 7 dB minore della profondità massima del notch. (fino ad un NPR di 78 dB con un filtro notch di 85 dB).

Per misure più precise applicare la formula o usare il grafico di fig. 10.

Comunque con un filtro notch di almeno 85 dB di profondità si possono misurare tutti i ricevitori commerciali ricorrendo raramente alla correzione dei valori letti.

#### Metodologia di misura.

A differenza di altre metodologie di misure per l'NPR non è necessario escludere l'AGC o altre "options", anzi è bene fare i test esattamente come nelle condizioni d'uso dell'apparato.

Naturalmente è doveroso dichiarare sempre sotto quali condizioni è stata eseguita la misura per poter, in un secondo tempo, confrontare i differenti risultati.

Collegare, come in fig. 11, il Generatore di Rumore completo di Attenuatore a scatti, con passi di 1 dB, (es. HP355C-D) al ricevitore da misurare attraverso un adeguato filtro elimina banda (notch).

L'uscita audio del ricevitore sarà controllata con un mVoltmetro true RMS (es. HP-3400).

Il mVoltmetro può essere omesso per i Ricevitori SDR che hanno uno spettro grafico.

Per i ricevitori classici, senza PanAdapter:

- 1) sintonizzarsi al centro della frequenza del notch e con il Generatore di Rumore spento regolare il volume e la scala del mVoltmetro in modo di vedere la misura del rumore a circa metà scala.
- 2) accendere il Generatore di Rumore e regolare l'attenuatore variabile in modo che il valore sul voltmetro sia incrementato di 3 dB.
- 3) assicurarsi che il ricevitore sia perfettamente sintonizzato al centro del notch, minimo segnale, altrimenti ripetere dalla 1).
- 4) prendere nota del valore dell'attenuatore, "dB-Att" che chiameremo "Notch<sub>dB</sub>".
- 5) mettere l'attenuatore al massimo del valore affinché l'ago del mVoltmetro non sbatta a fondo scala nei passi successivi.
- 6) sintonizzare il ricevitore fuori dalla frequenza di notch di qualche decina di kHz. (nota 1).
- 7) regolare l'attenuatore variabile in modo da ottenere di nuovo il valore di noise + 3dB.
- 8) prendere nota di questo altro valore dell'attenuatore "dB-Att". (Noise<sub>dB</sub>).
- 9) la dinamica NPR sarà uguale alla differenza fra i due valori dell'attenuatore

$$\text{NPR} = (\text{Noise}_{\text{dB}} - \text{Notch}_{\text{dB}}).$$

Nota 1:

in molti trattati a questo punto si dice di fare la misura escludendo il filtro notch, concettualmente è corretto, ma in questo modo si devono compensare le inevitabili perdite introdotte dal filtro, invece spostando la sintonia del ricevitore di qualche decina di kHz si esce dalla regione del notch mantenendolo sempre il filtro inserito, in questo modo le perdite di inserzione non influiscono sul risultato della misura.

I ricevitori SDR a campionamento diretto ADC o NZIF hanno tutti un PanAdapter dal quale è direttamente visibile la forma del notch.

Con questo tipo di ricevitori, quindi, non è necessario l'uso del mVoltmetro, è sufficiente seguire i passi 1 e 2 poi leggere i valori direttamente sul video. Fig. 9.

Accertarsi che a questi valori non si saturi l'ADC, se questo accade diminuire la potenza del rumore al di sotto della saturazione. (3dB, come detto in precedenza).

Con questi ricevitori non c'è nessun limite circa la larghezza del notch.

### Determinazione del MDS

Se si conosce la densità spettrale del generatore in dBm/Hz (Noise.Gen<sub>dBm/Hz</sub>) è possibile anche calcolare la cifra di rumore NF e il valore della MDS del ricevitore sotto misura.

La densità spettrale si può determinare con un buon Analizzatore di Spettro, per esempio dalla fig. 3 possiamo vedere che il livello del rumore è di -40 dBm, misurato con una risoluzione di 1kHz (Res bw, penultima riga in basso a destra della figura) pertanto possiamo anche dire che la densità spettrale è di:

$$\text{Noise\_Gen}_{\text{dBm/Hz}} = -40\text{dBm} - 10*\log(1\text{kHz}) = -70\text{dBm/Hz}$$

La cifra di rumore del ricevitore sarà:

$$\text{NF}_{\text{dB}} = \text{Noise\_Gen}_{\text{dBm/Hz}} - \text{Noise}_{\text{dB}} + 174_{\text{dBm/Hz}}$$

Dove:

Noise\_Gen<sub>dBm/Hz</sub> = Potenza Noise\_Generatore in dBm/Hz

Noise<sub>dB</sub> = dB-Att, vedi passo 8 "Metodologia di misura".

-174 dBm/Hz = kTB = rumore termico alla temperatura ambiente.

k = costante di Boltzmann =  $1.38*10^{-23}$  J/K

T = Temperatura in gradi Kelvin

B = Banda passante in Hz.

L'MDS sarà calcolato dalla cifra di rumore:

$$\text{MDS}_{\text{dBm}} = \text{NF} + 10*\log(\text{BW}_{\text{Hz}}) - 174$$

Oppure direttamente:

$$\text{MDS}_{\text{dBm}} = (\text{Noise\_Gen}_{\text{dBm/Hz}} - \text{Noise}_{\text{dB}}) + 10*\log(\text{BW}_{\text{Hz}})$$

\*\*\*\*\*

## Auto Costruzione degli elementi per l' NPR test.

### Filtri Elimina Banda (Notch).

La prima esperienza di auto costruzione dei filtri notch è stata fatta sulla falsariga di un articolo di Wes Hayward W7ZOI apparso su QEX. [7], sebbene questo filtro sia stato concepito per altri scopi è stato adattato per le misure NPR.

Il circuito di fig. 12 mostra il circuito completo per la banda dei 20 metri, costruito con dei quarzi commerciali di 14.31818MHz, made in China acquistati su eBay, 100 pezzi per circa 15€ spedizione compresa.

Il funzionamento è abbastanza semplice, un quarzo alla sua frequenza di risonanza presenta un'impedenza puramente resistiva molto bassa ( $R_0$ ) di circa una decina di Ohm ed un Q attorno a 100mila, se lo mettiamo in parallelo ad un segnale di pari frequenza questo sarà attenuato.

L'attenuazione sarà tanto più grande quanto sarà grande il rapporto fra l'impedenza della linea del segnale ( $Z_0$ ) e l'impedenza del quarzo alla risonanza ( $R_0$ ).

Per aumentare l'attenuazione conviene aumentare l'impedenza della linea del segnale, W7ZOI nel suo articolo ha portato l'impedenza a 200Ω, noi da prove e simulazioni abbiamo visto che aumentando ancora l'impedenza, oltre che migliorare di un poco la profondità del filtro, si allargava la banda del notch, così si è deciso di arrivare ad un'impedenza di 800Ω, usando un autotrasformatore con rapporto 1:4.

Naturalmente un solo quarzo non basta per raggiungere una profondità di notch sufficiente (> di 80 dB) e più quarzi in parallelo non funzionano allo scopo.

Invece se i quarzi sono posti in modo che non si vedano fra loro, tramite una linea di  $\lambda/4$ , (sfasamento  $90^\circ$ ) il circuito funziona e le attenuazioni di ciascuno quarzo si sommano alle altre.

Naturalmente a queste frequenze è impensabile usare dei  $\lambda/4$  in cavo, perciò W7ZOI ha optato per dei  $\lambda/4$  fatti con dei  $\pi$  a componenti discreti.

In questo caso per ottenere  $90^\circ$  di sfasamento, come nel  $\lambda/4$ , ogni elemento C ed L deve avere un'impedenza uguale a quella della linea (800Ω a 14.318MHz nel nostro caso).

Le capacità al centro dei vari  $\pi$  avranno capacità doppia perché sono da attribuire sia all'ultimo  $\pi$  sia al successivo.

Nello schema di fig. 12 fra uno stadio e l'altro si nota una riga tratteggiata che simboleggia uno schermo, questo è molto importante che ci sia e che separi completamente i vari stadi, saldandolo bene su tutti i lati del contenitore, ogni schermo è più efficace di un ulteriore quarzo ai fini dell'attenuazione massima

Questo filtro sebbene sia già adatto per le misure NPR, ha due piccoli problemi:

1° il  $\lambda/4$  costruito con componenti discreti si comporta anche da Filtro Passa Basso, in questo caso, con quarzi a 14.318MHz, limita la banda a 18.856 MHz, appena sufficiente per essere più largo dei filtri front-end montati sui ricevitori commerciali a copertura continua.

2° la larghezza di banda alla massima profondità del notch non è abbastanza larga per misure SSB (< 2kHz).

Abbiamo sperimentato altre due varianti di  $\lambda/4$  (fig. 13) nella prima, schema centrale, abbiamo diviso il  $\pi$  in due parti  $45^\circ+45^\circ$  anziché  $90^\circ$ , in questo modo abbiamo spostato la frequenza di taglio del LP ad oltre 32MHz, ma si è ristretta la banda al notch. (linea arancio fig. 14 e 15)

Le fig. 14 e 15 sono il risultato della simulazione con "Genesys" degli schemi di fig. 13.

La migliore risposta l'abbiamo ottenuta costruendo lo sfasatore a  $90^\circ$  ( $\lambda/4$ ) con il ponte "all-pass" di Zobel [8], schema in basso di fig. 13, e la simulazione è in fig. 14 e 15 linea viola, la misura reale linea nera fig. 7.

Con questo circuito, in banda 20m, abbiamo ottenuto una banda passante alla massima attenuazione, sufficiente per prove in SSB ed una frequenza di taglio LP oltre 46MHz.

La fig. 16 mostra il filtro notch montato a “pulce morta” con componenti commerciali entro una scatola Teko; attenzione alle schermature, ed anche ai collegamenti che siano lontani dai coperchi in modo da non creare capacità parassite verso massa.

Da questo modello si possono scalare i valori dei componenti e costruire altri filtri notch per altre frequenze, consigliamo sempre di usare quarzi con frequenze standard vicine alle nostre bande facilmente reperibili ed economici.

Per la banda dei 10 metri abbiamo trovato (sempre su eBay) degli economici quarzi cinesi a 28 MHz tagliati in fondamentale, per la banda dei 40m non avendo trovato nessun quarzo commerciale abbiamo acquistato dei quarzi per le frequenze QRP dal GQRP Club [9] a prezzi più che onesti.

### Generatore di Rumore.

La massima densità spettrale del rumore che abbiamo usato per le prove sui ricevitori che ci sono passati sotto mano è stata di -65 dBm/Hz.

Perciò possiamo dedurre che un generatore con una densità di rumore di -60 dBm/Hz largo fino a 35-50 MHz possa essere sufficiente per provare tutti i ricevitori per HF.

Proviamo a fare un po' di conti: dalla lista delle prove di Sherwood Engineering Inc. [10] troviamo che il noise floor (MDS) dei ricevitori più sordi è dell'ordine dei -120 dBm per il CW (500Hz).

Il noise floor riferito all'Hz sarà:

$$-120\text{dBm} - 10 \cdot \log(500\text{Hz}) = -147\text{dBm/Hz}.$$

Ipotizzando un filtro con la massima profondità di notch di 85 dB, avremo bisogno di un segnale di rumore di:

$$-147\text{dBm/Hz} + 85\text{dB} = -62\text{dBm/Hz}.$$

Altro parametro da tener conto è la potenza totale, siamo abituati a trattare potenze di frequenze monocromatiche, dove la potenza è indipendente dalla larghezza del filtro con cui la si misura, invece la potenza del rumore bianco (equivalente ad infinite frequenze monocromatiche), dipende linearmente dalla larghezza di banda.

Un rumore bianco con una densità di -60 dBm/Hz per una banda di 35 MHz avrà una potenza totale di:

$$-60\text{dBm/Hz} + 10 \cdot \log(35\text{MHz}) = -60 + 77 = +15 \text{ dBm}.$$

È evidente che diventa una potenza riguardevole.

Nota: tutte le grandezze sono arrotondate a 1 dB.

I generatori commerciali (surplus) hanno delle uscite massime notevolmente più alte, che a noi non servono.

Il generatore Marconi TF2091 ha un uscita massima di -12.5 dBm/kHz equivalente a -42.5 dBm/Hz,

Molte sono le soluzioni per costruire un buon generatore di rumore, si può cercare sulle riviste tecniche, sui vari handbook oppure provare a fare una ricerca con google con la parola “RF noise generator” per essere inondati da migliaia di soluzioni.

Il nostro generatore di rumore è un classico a diodo zener.

Abbiamo cercato di privilegiare la linearità dello spettro sulla potenza massima.

In linea di massima i diodi con tensione di zener più alta generano più rumore, comunque conviene provare tutti i diodi che si hanno nel cassetto, non tutti si comportano allo stesso modo.

Di solito la massima linearità, associata ad una buona potenza di rumore si trova con correnti di zener minime, appena il diodo incomincia a condurre produce il migliore rumore con lo spettro più piatto.

Nel circuito di fig. 17 abbiamo usato uno zener da 27V (BZX85C27V) alimentandolo a 30 V e regolando la resistenza variabile da 4k7 per ottenere il punto migliore di funzionamento.

Per usare un unico alimentatore da 12 V abbiamo ricavato i 30 V dai 12 V con un “DC-DC Adjustable Step-up Power Converter Module” acquistato su eBay per pochi Euro.

Se si vogliono ricavare le tensioni dalla rete usando un comune trasformatore, consigliamo di provare a generare una tensione più alta, fino a 100 V, ed usare degli zener con tensioni più alte per avere una ancora migliore densità di rumore.

Di solito il rumore viene prelevato al catodo del diodo, nel circuito di fig. 17 invece viene prelevato sull’anodo tramite la resistenza di carico da 51Ω verso massa in modo da dare la giusta chiusura al filtro passa basso. Questo filtro è indispensabile per non saturare l’amplificatore successivo. Per avere la densità spettrale adeguata dobbiamo amplificare di almeno 75-90 dB, naturalmente tutto dipende dalla resa dello zener.

Per l’amplificatore sono stati usati quattro MMIC, che avevamo nei cassette, cercando di privilegiare quelli a più alto guadagno selezionandoli in modo da non raggiungere mai la loro punto di saturazione.

Se il diodo zener non è molto efficiente un altro stadio non guasta, noi non avendo più posto sulla basetta e ci siamo fermati a 4 amplificatori.

Questo è l’unico caso che possiamo non preoccuparci della cifra di rumore del dispositivo!. Invece è molto importante rispettare le potenze massime.

Nel caso dell’ERA-5 il punto di compressione di 1dB è a +18dBm, non dobbiamo mai scordarci che trattiamo del rumore bianco, perciò in una gamma di 35 MHz con questo dispositivo possiamo al massimo raggiungere una densità spettrale di:

$$+18\text{dBm} - 10 \cdot \log(35\text{MHz}) = +18 - 75 = -57 \text{ dBm/Hz}$$

(abbiamo appena 3 dB di margine al valore fissato di -60dBm/Hz)

se non avessimo messo il filtro passa basso subito dopo lo zener avremmo avuto una banda di rumore di oltre 1 GHz, in questo caso alla saturazione dell’ERA-5 la densità sarebbe stata meno di -72 dBm/Hz.

Altra raccomandazione: quando si fanno delle misure della potenza del rumore si deve sempre considerare il rumore per tutta la banda, perciò è molto facile bruciare le testine del bolometro o lo stadio d’ingresso dell’Analizzatori di Spettro.

La fig. 18 mostra l’uscita del circuito di fig. 17, qui leggiamo un livello 0dBm, con un filtro di 1MHz (Res bw), da cui ricaviamo una densità spettrale di -60 dBm/Hz, ed una potenza totale su 35 MHz di circa +15 dBm.

Notare in alto del plot il valore dell’attenuatore d’ingresso dell’Analizzatore è di 60 dB, (il massimo), lasciando il valore di default l’analizzatore, nel migliore dei casi, va in protezione per overload, altrimenti soccombe il mixer.

Nel dubbio aggiungere qualche decina di dB di attenuazione prima degli strumenti.

Per fare delle misure, secondo il set-up di fig. 11, ci mancano ancora gli attenuatori variabili a passi di 1 dB (HP355C-D o simili) e un mVoltmetro true RMS (HP-3400 o simili), se non si hanno questi strumenti è consigliabile acquistarli sul mercato surplus (solito eBay) si trovano a prezzi stracciati.

A questo punto abbiamo tutto il necessario per eseguire le misure NPR sui ricevitori amatoriali, al costo totale di poche decine di Euro.

\*\*\*\*\*

## Alcuni risultati delle misure NPR..

Onde evitare contestazioni, tengo a precisare che tutte le misure che seguiranno sono state fatte su apparati autocostruiti, oppure su apparati commerciali non originali riparati o modificati dal sottoscritto, pertanto i valori delle misure si devono considerare soltanto indicativi rispetto al metodo di misura e non della reale qualità degli apparati.

Se qualche risultato delle misure dovesse coincidere od essere simile ad altri risultati fatti da altri autori [3], [4] questo è da considerarsi del tutto casuale.

Tutti i risultati sono stati arrotondati all'unità, (1dB), perché questa è la tolleranza minima della strumentazione usata.

Quando si misura il rumore, nonostante i tempi lunghi di integrazione, i valori oscillano almeno di 1dB, perciò bisogna sempre cercare di approssimare al dB più vicino.

Per quasi tutti gli apparati sotto misura è stata verificata la differenza dei valori NPR con l'aggiunta del filtro di fig. 6 davanti al front-end originale.

I valori della Cifra di Rumore NF e i valori della MDS sono stati calcolati con il valore del Noise/Sign e le formule dei capitoli precedenti, anche questi valori hanno una tolleranza di  $\pm 1$ dB, Quando è inserito il filtro di fig. 6 (perdita  $\sim 2$ dB) a volte i valori di NF e MDS variano di 1 o 3 dB invece di 2 proprio a causa delle tolleranze di misura.

### Tab. 1 Ricevitori classici.

Note:

- 1) Questo è il migliore ricevitore che è passato sul mio tavolo di lavoro [5], è il frutto del lavoro di Romano Cartoceti I4FAF (sk) e di suo figlio Sergio IK4AUY. In questo Rx sono già montati dei filtri stretti di banda, quindi è del tutto inutile provarlo con il filtro di fig. 6.
- 2) IC-775 DSP, nonostante questo ricevitore abbia l'ultima IF, il rivelatore e i successivi filtri audio DSP, questi sono a valle del circuito ACG classico, quindi non può essere mai saturato e il ricevitore si comporta come se fosse totalmente HardWare. In questo Rx, già buono, l'ulteriore filtro di banda dà un miglioramento dei valori NPR di soli 3dB.
- 3) FT-2000 il filtro di banda migliora la NPR di 7 dB, invece il suo filtro VRF "Variable RF Preselector" [11] [12] il valore di NPR aumenta soltanto di 2dB, ma aumenta la sensibilità.
- 4) TS-590 su questo ricevitore la differenza del valore NPR con e senza filtro è veramente notevole, 13 dB senza PreAmplificatore e 9 dB con PreAmplificatore.
- 5) IC-7000 senza PreAmp. Differenza NPR con e senza filtro 4 dB, con PreAmp. differenza 7db.
- 6) Elecraft K3, questo ricevitore probabilmente aveva dei problemi nei filtri di front-end comunque al di là dei valori assoluti è evidente anche qui la differenza con e senza filtro aggiuntivo.
- 7) e 8) FT-857D e IC-706 (prima versione) questi due apparati economici hanno dei valori NPR veramente bassi, ma possono essere notevolmente migliorati con il filtro di fig.6.

### Tab. 2 Ricevitori SDR

Note:

- 8) PMSDR questo ricevitore monta dei filtri molto larghi 12-30 MHz per la banda sotto prova oppure si può escludere completamente il filtro d'ingresso "pass-through" il filtro di fig. 6 è stato aggiunto al "pass-through". Qui si vede molto bene l'effetto di un filtro stretto NPR +23dB di differenza.

- 9) Flex-1500, questo apparato risente dell'immagine di IF che viene soppressa automaticamente, ma l'algoritmo di calcolo funziona molto bene con una sola frequenza, ma fa fatica con più frequenze o con il rumore. Questo ricevitore ha un banco filtri d'ingresso molto efficiente, differenza con e senza filtro fig. 6 di soli 3dB.
- 10) SoftRock quarzato in banda 40m, filtro originale.
- 11) Perseus con problemi sull'attenuatore, probabile fulminazione da temporale.

### Conclusioni.

Questa non è e non vuole essere una classifica fra ricevitori, ma un tentativo di dimostrare che oltre alle solite prove con il singolo segnale (MDS, Blocking, Reciprocal Mixing) e con il dual-tone, (Dinamica alla distorsione di intermodulazione di vario ordine) si possono fare le stesse misure con una sorgente di rumore con il metodo NPR, potendo così valutare più parametri con una sola misura.

Pensiamo pure che questo metodo di misura e l'autocostruzione degli elementi più importanti, filtro notch e generatore di rumore, siano alla portata di molti OM autocostruttori.

Per info:

Claudio [npdlec@gmail.com](mailto:npdlec@gmail.com)

Eraldo [i4sbx@libero.it](mailto:i4sbx@libero.it).

### **Riferimenti:**

- [1] [http://it.wikipedia.org/wiki/Frequency\\_Division\\_Multiplexing](http://it.wikipedia.org/wiki/Frequency_Division_Multiplexing)
- [2] Instruction Manual No. EB2090B; "OA 2090B White Noise Test Set"; Marconi Instruments.
- [3] [http://www.ab4oj.com/test/docs/npr\\_test.pdf](http://www.ab4oj.com/test/docs/npr_test.pdf)
- [4] [http://www.woodboxradio.com/download/Final\\_report\\_VGO\\_Renon\\_2009.pdf](http://www.woodboxradio.com/download/Final_report_VGO_Renon_2009.pdf)
- [5] Colin Horabin G3SBI, Dave Roberts G8KBB, George Fare G3OGQ; "The CDG2000 HF Transceiver"; RadCom 06-07-08-09-10-11-12/2002.
- [6] Allen Katz and Robert Gray; [http://www.lintech.com/PDF/npr\\_wp.pdf](http://www.lintech.com/PDF/npr_wp.pdf) ; Linear Technology Inc.
- [7] Wes Hayward W7ZOI; "Oscillator Noise Evaluation with a Crystal Notch Filter"; QEX July/August 2008.
- [8] Arthur B. Williams; "Electronic Filter Design Handbook"; McGraw Hill. Cap. 7.
- [9] <http://www.gqr.com/>
- [10] <http://www.sherweng.com/table.html>
- [11] [http://hb9oab.no-ip.org/ft2000online/vrf\\_ft2000.pdf](http://hb9oab.no-ip.org/ft2000online/vrf_ft2000.pdf)
- [12] [http://ik4aay.xoom.it/yaesu\\_ft-2000.htm](http://ik4aay.xoom.it/yaesu_ft-2000.htm)