presenta

# Receiver Noise Memo

de Giacomo Calioni Bembo – I2KWZ

© 2005 A.R.I. Sezione di Bergamo – Tutti i diritti riservati
E' possibile divulgare il presente documento a condizione di citare espressamente la fonte

# RECEIVER NOISE MEMO

Queste note riassumono i principi fondamentali del Rumore di un sistema ricevente originato dal Rumore di Antenna dovuto alla antenna e dal Rumore del Ricevitore dovuto al ricevitore ed a tutto ciò che lo connette alla antenna con cenni alle basi del calcolo logaritmico e delle unità di misura logaritmiche. Altre notizie su alcuni argomenti citati sono dettagliate nelle note ANTENNAS MEMO scritte come le presenti su invito di giovani amici radio-amatori.
Ogni unità di misura in Fisica è legata al nome dello scienziato: quando a proposito di potenza si nomina lo scienziato James Watt, si scrive **Watt**, l'unità di misura della potenza si scrive **watt** ed il simbolo della unità di misura si scrive **W**.
Il simbolo T si riferisce soltanto ad una temperatura assoluta in gradi kelvin, il simbolo (÷) indica una divisione, il simbolo (•) indica una moltiplicazione ed il simbolo (√) indica estrazione di radice quadrata.

## KTB

Lo scienziato Harry Nyquist determinò che un resistore in un ambiente a temperatura T sviluppa agli estremi differenze di potenziale elettrico dovute alla agitazione di alcuni elettroni che in tale stato si trovano per effetto della energia termica assorbita dall'ambiente. Ogni elettrone movendosi produce un accumulo di carica elettrica e quindi una differenza di potenziale elettrico, con velocità di spostamento (e quindi ad una frequenza) diversa uno dall'altro, il tutto in modo caotico. Originano infinite differenze di potenziale elettrico: se di ciascuna si considera il valore in volt, lo si eleva al quadrato e si calcola il valore medio $Vm^2$ si ottiene il TEOREMA DI NYQUIST:

$$\mathbf{Vm^2 = 4 \cdot R \cdot k \cdot T \cdot B} \qquad \textbf{Eq. 1/1}$$

$Vm^2$ = media dei quadrati dei singoli potenziali (volt$^2$)
R = Valore della resistenza (ohm)
k = Costante di Boltzmann $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ ( joule / T )
T = Temperatura assoluta in gradi Kelvin ( T = 273,16 ± °C )
B =Larghezza di banda alla quale ci si riferisce (Hz)

Boltzmann è stato un importante fisico austriaco attivo alla fine del 1800 e la Sua costante è un punto fermo della Fisica: in modo semplicistico è legata alla energia trasportata da ogni particella in un circuito elettrico. Poiché si tratta di un numero molto piccolo è rappresentato in notazione scientifica evidenziando le cifre significative con il relativo moltiplicatore espresso come potenza di 10, che un calcolatore tascabile sarà in grado di elaborare sia con esponente positivo che negativo. E' utile ricordare che $10^3$ equivale ad 1 seguito da un numero di zeri eguale a quello dell'esponente, in questo esempio eguale a 3. Per le proprietà delle potenze $10^{-3}$ è eguale a $1 \div 10^3$, cioè 1 diviso $10^3$, quindi ad un millesimo. Pertanto $10^{-23}$ è eguale ad 1 diviso 1 con 23 zeri.
Estraendo la radice quadrata da $Vm^2$ si ottiene Vm che è la tensione efficace, quella cioè che agendo da sola produce lo stesso effetto termico di tutte le altre. Per definizione la tensione efficace è infatti quella tensione continua che produce lo stesso effetto termico di una tensione variabile nel tempo, eguale pertanto alla radice quadrata della media dei quadrati dei singoli valori assunti dalla tensione variabile in un definito intervallo di tempo.
Tornando a Nyquist un resistore si comporta pertanto come un generatore con resistenza interna R e tensione a vuoto Vm (Vm = differenza di potenziale). Se lo si connette ad un resistore di identica resistenza R circolerà la corrente $I = Vm \div (R+R) = Vm \div 2R$ e la potenza trasferita diventa $I^2 \cdot R$, cioè $(Vm \div 2R)^2 \cdot R = Vm^2 \div 4R$, perciò da Eq. 1/1 eguale a kTB watt. Il valore della resistenza è scomparso a condizione però che i due resistori siano eguali e coniugati, ossia come stabilisce il

teorema della massima potenza trasferibile, che se un resistore è associato ad una reattanza l'altro dovrà essere associato ad una identica reattanza ma di segno opposto.
Occorre osservare che un resistore a temperatura T1 non potrà trasferire ad un altro resistore alla stessa temperatura T1 la potenza kT1B perché anche l'altro svilupperà una identica tensione in contrasto. Teoricamente il trasferimento sarebbe possibile con il secondo resistore a T=0, senza tuttavia che ciò sia di impedimento per gli usi pratici descritti nel seguito.
La potenza kTB essendo la massima potenza teoricamente estraibile da un resistore riscaldato a temperatura T è stata scelta come unità di misura della potenza di rumore termico, definito per la temperatura il valore standard di 290 alla quale si assegna il simbolo $T_0$ e quindi la potenza termica di riferimento si indica $kT_0B$.
Il valore $T_0 = 290$ è stato scelto perché è assai prossimo alla temperatura ambiente media di 17°C e perché per B = 1 Hz, $kT_0$ arrotondato a due decimali diventa un numero intero facile da usare:

$$kT_0 = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 = 4{,}00 \cdot 10^{-21} \text{ watt/Hz} \qquad \textbf{Eq. 2/2}$$

Inoltre esprimendo $kT_0$ in dBm si ottiene:

$$kT_0 = 10 \cdot LOG\ (4{,}00 \cdot 1000 \cdot 10^{-21}) = -174{,}0 \text{ dBm/Hz} \qquad \textbf{Eq. 3/2}$$

Altro numero intero facile da ricordare, oltre che utile.

## RUMORE DEL RICEVITORE

Il rumore del ricevitore è dovuto ad una estesa gamma di segnali che hanno origine praticamente in ogni suo punto: due sono i principali meccanismi che lo causano. Il primo è il moto casuale dei portatori di carica elettrica determinato dalla agitazione termica che esiste in tutti i conduttori la cui temperatura è superiore allo zero assoluto. E' stato studiato oltre che da Nyquist anche da Johnson che assieme pubblicarono i risultati delle loro ricerche, diverse ma complementari, nel 1928: è perciò definito Rumore termico, Rumore di Nyquist o Rumore di Johnson. Il secondo meccanismo è lo scorrimento casuale dei corpuscoli portatori di carica elettrica nei transistori e nei diodi. Ogni portatore di carica (elettrone o buco) viene infatti emesso individualmente e scorre attraverso il componente a modo proprio. Perciò la corrente che arriva all'elettrodo di raccolta è formata da impulsi casuali distribuiti nel tempo. Ciò determina un particolare rumore indicato "Shot Noise".
Ogni parte del circuito si comporta pertanto come un generatore di frequenza con potenza infinitesima che viene trasferita alle altre parti con le stesse regole dei segnali principali, e la cui ampiezza dipende in particolare dalla temperatura assoluta alla quale la parte si trova. Questi segnali di rumore sono caoticamente distribuiti in uno spettro di frequenza che si estende certamente oltre 100 GHz con densità di potenza quasi costante.
Poiché ogni frequenza dello spettro contribuisce all'effetto totale aumentando la banda passante di un amplificatore aumenterà la potenza del rumore rilevabile all'uscita.
Si deduce che è impossibile determinare la potenza di rumore all'uscita del ricevitore dalla analisi di ogni sua parte. E' stato perciò immaginato un modello di ricevitore ideale, privo di rumore e dotato di guadagno identico a quello del ricevitore reale.
La Potenza di rumore equivalente è quella che posta all'ingresso del ricevitore ideale e moltiplicata per il guadagno equivale alla potenza effettiva di rumore esistente all'uscita del ricevitore reale, quindi facilmente misurabile: questa è la potenza che condiziona la sensibilità del ricevitore.
L'ultima importante parte di un ricevitore è costituita infatti dal nostro orecchio che per convertire con sicurezza in concetti e sensazioni una complessa serie di suoni ha bisogno di elaborarli ad un livello maggiore rispetto a quelli che vuole scartare (rumore). Con segnali CW il nostro cervello deve faticare assai meno per convertire suoni con frequenza e livello costante ed è in grado perciò di decodificare segnali con potenza anche inferiore a quella del rumore che li accompagna.

Un ricevitore inizia generalmente da uno stadio amplificatore, il Front-end, ad esempio con guadagno eguale a 20 dB pari a 100 volte e con potenza di rumore equivalente eguale a 2 in una qualsiasi unità di misura. All'uscita del Front-end la potenza di rumore sarà 2•100 = 200 che sommata alla potenza di rumore equivalente dello stadio seguente Mixer, ad esempio eguale a 10, la fa diventare 210. Il rumore del Mixer è stato praticamente annullato da quello del Front-end ed analogamente gli stadi che seguono avranno un peso sul rumore sempre più trascurabile. Al Front-end dovrà perciò essere dedicata la massima cura nel progetto ed alla verifica nel tempo.
Del rumore si valuta la potenza, parametro misurabile con accettabile precisione, che si esprime in watt: si tratta di potenze assai modeste, circa 200 miliardesimi di miliardesimo di watt per un ricevitore HF con larghezza di banda di 2000 Hz. Per trasformare questi piccolissimi numeri in altri più trattabili è stato introdotto il concetto della :

**TEMPERATURA DI RUMORE**

Connesso all'ingresso del ricevitore ideale un resistore riscaldato ad una temperatura Te tale che la potenza di rumore termico che ne risulta kTeB sia eguale alla potenza di rumore equivalente del ricevitore reale agli effetti della potenza di rumore alla uscita non cambia nulla, e sarà lecito affermare che:

**Te = TEMPERATURA DI RUMORE DEL RICEVITORE (kelvin)**

La potenza di rumore equivalente del ricevitore è quindi eguale alla massima potenza trasferibile da un resistore riscaldato alla temperatura Te ovviamente consentita dalla sua larghezza di banda: se la riduciamo della metà anche la potenza di rumore all'uscita sarà la metà, ma anche la potenza trasferita dal resistore a temperatura Te sarà la metà per lo stesso motivo e perciò Te non cambierà.

**Te non dipende dalla larghezza di banda del ricevitore**

Il Rumore termico è inoltre definito incoerente non essendo possibile decodificare alcuna informazione ma percepirlo soltanto come soffio.

**RUMORE DI ANTENNA**

In assenza di segnali l'antenna raccoglie dall'ambiente con il quale comunica radiazioni elettromagnetiche incoerenti, quindi rumore, il risultato è il **Rumore di Antenna**. Poiché di rumore termico si tratta la potenza di rumore trasferita in tal modo dalla antenna al ricevitore si potrà esprimere come Pa = Potenza di Rumore di Antenna = kTaB e definire Ta :

**Ta = TEMPERATURA DI RUMORE DI ANTENNA (kelvin)**

La Temperatura di Rumore di Antenna è facilmente misurabile ma varia notevolmente con la frequenza della radiazione ricevuta. La sensibilità del ricevitore già indicata come dipendente dal suo Rumore Termico dipende quindi anche dal Rumore di Antenna. Il Rumore del Ricevitore più il Rumore di Antenna costituisce il Rumore del Sistema e Tsys = Ta + Te è la Temperatura di Rumore del Sistema:

**Tsys = Ta + Te = TEMPERATURA DI RUMORE DEL SISTEMA (kelvin)**

Qualunque corpo emette energia come radiazione elettromagnetica che si manifesta con caratteristiche diverse dipendenti dalla lunghezza d'onda. Per lunghezza d'onda superiore ad 1 mm le radiazioni sono classificate radioonde, in particolare tra 1 e 100 mm anche microonde. Tra 1 mm e 0,8 µm (1 µm = 1 milionesimo di metro) si manifestano come radiazione infrarossa , tra 0,8 µm e 0,3 µm appaiono come luci di vari colori ed al di sotto di 0,3 µm le definiamo Raggi ultravioletti, Raggi X e Raggi Gamma. L'energia emessa dipende dalla natura del corpo, dalla temperatura alla quale si trova e dalla estensione della sua superficie.
Per quanto riguarda la natura il corpo che emette la maggior quantità di energia è definito Corpo Nero, che possiede anche la maggiore capacità di assorbirne: si può fare una prova passeggiando al Sole d'estate prima vestiti di bianco e poi di nero. Il Corpo Nero è un corpo ideale che non esiste in natura, tuttavia in laboratorio si può realizzare qualcosa che lo approssima molto da vicino. Per quanto riguarda la superficie possiamo fare riferimento ad un metro quadro.
Ciò posto portato un Corpo Nero ad una certa temperatura la radiazione elettromagnetica ottenuta contiene uno spettro di lunghezze d'onda nel quale l'energia emessa alle singole lunghezze d'onda si distribuisce in conformità alla "Curva di Planck" dal nome dello scienziato Max Planck che la identificò al principio del 1900.

**La forma di questa curva dipende dalla temperatura del Corpo Nero.**

La **Fig.72/18** indica che le "planckiane" corrispondenti alle diverse temperature hanno un massimo che è tanto più pronunciato e tanto più spostato verso le lunghezze d'onda minori quanto più la temperatura è alta. Per questa ragione i corpi al di sopra di T = 3000 K appaiono luminosi e di vari colori mentre quelli a temperatura inferiore sono rilevabili solo con strumenti sensibili all'infrarosso o addirittura alle radioonde.
La radiazione elettromagnetica ricevuta dall'Universo corrisponde a quella del Corpo Nero e per misurare la temperatura di un corpo anche molto distante è quindi sufficiente costruire la "sua planckiana" ossia misurare la radiazione elettromagnetica alle diverse lunghezze d'onda. E' così che è stata ottenuta la temperatura delle stelle ed anche quella più importante dell'Universo.
Tra tutte le radiazioni ricevibili dallo Spazio ne esiste infatti una con densità di potenza inferiore a tutte le altre e con caratteristiche costanti per qualsiasi direzione di provenienza: la radiazione di fondo isotropa scoperta nel 1965 da A.Penzias ed R.W.Wilson. Presso i Laboratori Bell ad Holmdel-USA nel corso della messa a punto di una antenna destinata a comunicazioni via satellite identificarono questa sconosciuta radiazione, che all'inizio fu attribuita ad un difetto dello strumento di misura. Nello stesso periodo R.Dicke, altro futuro radioastronomo, ed un gruppo di collaboratori stavano costruendo un radiotelescopio molto sensibile con il quale si proponevano di scoprire ciò che Penzias e Wilson avevano già trovato: una radiazione di fondo isotropa, che giungesse cioè da tutte le parti del cielo con le stesse caratteristiche, ipotizzata nel 1946 dallo scienziato G.Gamow.
Un premio Nobel assegnato a Penzias e Wilson per la loro scoperta chiuse la questione.
La scoperta della radiazione di fondo isotropa ha consentito di compiere un'altra importante misura, quella dell'attuale temperatura dell'Universo. Penzias e Wilson avevano trovato la radiazione di fondo usando un ricevitore sintonizzato a 7,35 cm: essi quindi misurarono un solo punto della curva di Planck. Sei mesi dopo il gruppo di Dicke effettuava un'altra misura alla lunghezza d'onda di 3,2 cm ed in seguito ne furono compiute numerose altre dalle quali fu possibile ricostruire abbastanza bene la curva di distribuzione dell'energia riportata in **Fig.73/18** e stabilire che l'Universo aveva una temperatura di 2,7 K, originata dalla enorme temperatura iniziale della sua nascita. Un sistema sofisticato di misura a bordo del satellite COBE (Cosmic Background Explorer) permise di aggiornare recentemente questo valore a 2,73 K.
E' noto che la nostra mano è in grado di avvertire da una certa distanza se un corpo si trova a temperatura di molte decine di gradi °C rivelando l'intensità della radiazione elettromagnetica emessa nella banda infrarossa, l'unica in grado di sensibilizzare la nostra pelle.

Allo stesso modo un'antenna è in grado di rivelare la radiazione elettromagnetica emessa da un corpo caldo compresa nell'angolo solido del suo fascio di radiazione.

**Essa allora raccoglie la stessa potenza di rumore termico di un resistore posto alla temperatura fisica del corpo osservato.**

Se l'antenna punta il cielo "freddo" lontano dal Sole e verso una parte priva di radiosorgenti la potenza di rumore raccolta è molto bassa. Questa situazione è facilmente verificabile in gamma SHF con l'antenna diretta allo zenit e ben costruita in modo da non "vedere" nemmeno nei lobi secondari il terreno che in media ha una temperatura di dieci-venti °C. La Temperatura di Rumore più bassa che possiamo sperare di trovare nelle nostre antenne in queste condizioni è quella dell'Universo anche se è praticamente impossibile ottenerla.
A frequenze inferiori, tipicamente nelle bande VHF ed UHF, dove la direttività delle antenne è più modesta o nei collegamenti terrestri quando sono comunque puntate all'orizzonte, la temperatura di rumore di antenna è quella del terreno, Ta = 290 corrispondenti a circa 17 °C.
In banda HF predomina il forte rumore dovuto alle scariche elettriche atmosferiche che si propagano continuamente all'interno della ionosfera con Ta che raggiunge migliaia di kelvin.
E' utile ricordare che la Temperatura di Rumore di antenna Ta non ha nulla a che vedere con la temperatura fisica alla quale l'antenna si trova ma è la temperatura assoluta che eguaglia la potenza di rumore termico kTaB alla potenza di rumore termico **effettivamente** raccolta dalla antenna. Questa è una precisazione importante perché la polarizzazione della radiazione termica è di tipo circolare e quindi una antenna con polarizzazione fissa potrà rivelarne **effettivamente** soltanto il valore medio ovviamente eguale alla metà: l'altra metà sarà reirradiata.
Tutto ciò è noto dalle esperienze conseguenti alla scoperta di Max Planck. La **Fig.1/17** rappresenta una parte delle curve di Planck con in ascissa (scala orizzontale) la frequenza ed in ordinata (scala verticale) l'intensità specifica del Corpo Nero. Lo spettro delle frequenze radio si trova nella parte lineare ascendente delle curve individuali, dove può essere applicata la Legge di Rayleigh-Jeans:

$$\mathbf{I_{SR} : kT \div \lambda^2 \ [watt \div (m^2/Hz/sr)]} \qquad \textbf{Eq.3/ 5}$$

| | | |
|---|---|---|
| $I_{SR}$ | : Intensità specifica di radiazione | watt /($m^2$•Hz•**steradiante**) |
| k | : Costante di Boltzmann = $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ | (joule / T) |
| T | : temperatura del Corpo Nero | kelvin |
| λ | : lunghezza d'onda | (metri) |

Per quantificare il fascio di radiazione di una antenna lo si esprime in steradianti (sr): uno steradiante corrisponde ad un angolo solido che in una sfera di raggio 1 metro intercetta sulla superficie un'area di 1 $m^2$. Essendo la superficie della sfera di raggio 1 m eguale a 4•π $m^2$ un angolo solido sferico contiene 4•π steradianti, (π = 3,14...).
Da Eq.3/5 moltiplicando l'intensità specifica di radiazione per l'angolo solido in (sr) con il quale la si osserva si ottiene il Flusso espresso in watt / ($m^2$•Hz di banda osservata).
Se l'osservazione è fatta da un'antenna con fascio Ωe (sr), area effettiva di ricezione Ae ($m^2$), e che si osservi con ampiezza di banda B (Hz), l'espressione $P = (kT \div \lambda^2) \bullet \Omega e \bullet Ae \bullet B$ risulta espressa in watt e corrisponde alla potenza che l'antenna è in grado di rivelare dalla radiazione ricevuta.
Poiché esiste la semplicissima relazione:

$$\mathbf{\lambda^2 = Ae \bullet \Omega e} \qquad \textbf{Eq. 4/5}$$

**con opportune sostituzioni la potenza rivelata diventa: P = kTB (watt).**

Un'antenna con larghezza di banda B illuminata da un Corpo Nero a temperatura Tn intercetta la potenza di rumore kTnB, pertanto la sua temperatura di rumore Ta risulta eguale a Tn.
Un'antenna a fascio circolare con angolo di apertura pari a 0,5°, una parabola realizzabile con qualche difficoltà a 10 GHz, sarebbe totalmente illuminata dal Sole che dalla Terra è risolto (cioè visto) con lo stesso angolo e avrebbe Ta = 6000 K eguale a quella della corona solare rilevata a 10 GHz con Sole calmo.
Con un'antenna a fascio più stretto non cambia nulla: dalla equazione 4/5 si ottiene infatti che misurando a frequenza costante alla minore apertura del fascio corrisponde in proporzione diretta una maggiore area effettiva di ricezione.
Con un'antenna a fascio più ampio la temperatura di rumore diminuisce nel rapporto tra l'angolo solido che risolve il Sole e quello del fascio.
Queste condizioni possono essere verificate con antenne per microonde ben fatte ed esenti da lobi secondari: anche in tal caso sarà difficile ottenere in pratica una temperatura di rumore d'antenna inferiore a Ta = 20 K, invece dei T = 2,73 K esistenti verso il cielo freddo.
In ogni caso sono condizioni che si verificano nello spettro tra 1 e 10 GHz: a frequenza maggiore Ta aumenta a causa di fenomeni pertinenti all'atmosfera della Terra, ed a frequenza inferiore aumenta a causa di interferenze con la Galassia entro la quale ci troviamo. La **Fig.47/17** riassume la situazione per BE = 100%. BE = Beam Efficency è il rendimento della antenna. Anche con antenne del tipo citato, a 430 MHz sarà sempre Ta > 70 K ed a 145 MHz Ta > 290 K.
Per qualunque antenna diretta sul terreno circostante sarà infine Ta = 290 K circa.

**LOGARITMI : un breve ripasso**

La teoria dei logaritmi risale ad alcuni secoli fa. Per calcolare $(A)^n$ che si legge A elevato ad n con "A" definito base ed "n" esponente occorre moltiplicare (A) per se stesso (n-1) volte, metodo assai laborioso non applicabile con esponente frazionario che richiede algoritmi algebrici assai complicati. Nel 1500 John Napier, più noto come Nepero, ricco signore ed appassionato matematico, introdusse la funzione Logaritmo, definendo Logaritmo di un numero (A) in una base (B) quel numero (n) che dato come esponente alla base (B) dava il numero (A). Se il Logaritmo di (A) in base (B) = n, $(B)^n = (A)$. Dalla teoria già nota delle potenze conseguiva anche che :

**Logaritmo di $(A)^n$ = (n)•Logaritmo (A)** **Eq. 5/6**

Precalcolando il Logaritmo di tutti i numeri in una certa base il calcolo di una potenza X diventava meno complicato. Bastava porre $X = (A)^n$ ed ottenere LOG (X) = LOG $(A)^n$ = (n)•LOG (A).
Dai Logaritmi precalcolati ricavare LOG (A), quindi (n)•LOG (A) = LOG (X) e dai Logaritmi esposti in forma inversa ottenere il valore richiesto di X. Metodo laborioso ma il computer ancora non c'era! Nepero definì la famosa "Successione Neperiana" :

$$a_n = (1+1/n)^n$$

Assegnando ad "n" i valori 1,2,3 etc. si ottiene che $a_n$ tende ad un numero (irrazionale e trascendente) compreso tra 2 e 3, definito con la lettera "**e**" il cui valore approssimato a 12 decimali corrisponde ad : **e = 2,718 281 828 459** ….
Nacque la serie dei Logaritmi in base "e" che chiamò "Logaritmi naturali", meno complicati da calcolare e per i quali dette anche la teoria di calcolo. All'inizio del 1600 Henry Briggs altro matematico inglese affascinato dalle teorie di Nepero sviluppò la serie dei Logaritmi in base 10 ancora più facili da calcolare perché il logaritmo di 1 risultava ZERO ed il logaritmo di 10 UNO.
I Logaritmi decimali di Briggs furono chiamati "volgari". Le tavole dei logaritmi volgari o di Briggs sono state usate fino all'era dei calcolatori digitali che hanno azzerato ogni difficoltà nel calcolo di questa importante funzione assai utile oggi come allora.

I Logaritmi naturali hanno il simbolo LN , quelli decimali il simbolo LOG, perciò:
Se LOG (A) = n $10^n$ = (A) Se LN(A) = n $e^n$ = (A)

**Un prodotto si trasforma in somma: LOG (A•B) = LOG(A) + LOG(B) Eq.6/7**

**Un rapporto si trasforma in differenza: LOG (A÷B) = LOG(A) – LOG(B) EQ.7/7**

**DECIBEL**

Il BEL è una unità logaritmica dedicata **esclusivamente** alla comparazione tra due potenze pari al Logaritmo decimale del loro rapporto, introdotta nei laboratori Bell Telephone Company (USA) e conseguente alla scoperta che la risposta dell'orecchio umano all'intensità sonora era di tipo logaritmico. Il decibel (dB) è la decima parte del BEL, come il decimetro è la decima parte del metro, più comodo da usare.
Un rapporto tra potenze eguale a 2 corrisponde a 10•LOG(2) = 3,0103…dB di norma arrotondato a 3 dB, eguale a 4 corrisponde a 6 dB, 100 dB sono un milione di volte. Se il rapporto è minore di uno per le proprietà dei Logaritmi il decibel diventa negativo: 10•LOG(0,5) = -3dB. Quando si rileva una tensione V su di un carico R per la Legge di Ohm la potenza è $V^2$÷R ed il rapporto tra due potenze così misurate diventa $(V1÷V2)^2$ a condizione che la misura sia fatta sullo stesso carico. Con la Eq. 5/6 il decibel $10•LOG(V1÷V2)^2$ diventa 10•2•LOG(V1÷V2) = 20•LOG(V1÷V2).

**dB = 20•LOG (V1÷V2) Eq. 8/7**

Il decibel si usa anche come unità di misura specificando accanto al simbolo dB il riferimento alla unità. Le più usate, ma non le sole, sono ad esempio:

dBW (dibiwatt) : dB riferiti ad 1 watt 10 W = 10•LOG (10) = 10 dBW
dBm (dibiemme) : dB riferiti ad 1 milliwatt 20mW = 10•LOG(20) = 13 dBm
dBµV (dibimicrovolt): dB riferiti ad 1 microvolt 100µV=20•LOG(100) = 40dBµV

Dalla definizione di Logaritmo consegue che dB, dBW, dBm, dBµV etc.possono essere sommati o sottratti tra loro e mai moltiplicati o divisi.
Un calcolatore tascabile con la funzione LOG , noto il numero trovare il Logaritmo e ALOG , noto il Logaritmo ricavare il numero, è indispensabile, diffuso e costa poco.
ALOG a volte è indicato $10^x$ ($e^x$ per i Logaritmi naturali), più immediato per passare dai dB al rapporto numerico. Se 10•LOG(A) = dB, sarà LOG(A) = dB÷10 e quindi A = $10^{(dB÷10)}$.
Posto x = dB÷10 nella funzione $10^x$ del calcolatore si ottiene (A).

**(dB) IN RAPPORTO NUMERICO = $10^{(dB÷10)}$ Eq. 9/7**

L'uso del decibel semplifica le espressioni algebriche che rappresentano i fenomeni fisici e ne facilitano la stima a "colpo d'occhio".

**FATTORE DI RUMORE E CIFRA DI RUMORE**

La sigla DUT (Device Under Test) indica il dispositivo che si sta provando.

S/N definisce il rapporto numerico tra la potenza del segnale Ps e la potenza del rumore Pn che sempre lo accompagna. Le potenze all'ingresso del generico DUT si definiscono Psi e Pni e le analoghe potenze all'uscita si definiscono Pso e Pno. ( i = input, o = output). Ne deriva che:

(S/N)i = Psi÷Pni rapporto S/N prima del DUT. (S/N)o = Pso÷Pno rapporto S/N dopo il DUT.

Nell'area Europea il rapporto (S/N)i ÷ (S/N)o è indicato F e definito Fattore di Rumore, nell'area USA è semplicemente definito Noise Factor. **Un DUT produce rumore proprio sarà quindi sempre (S/N)o minore di (S/N)i pertanto F sarà sempre maggiore di 1.**

**F = (S/N)i ÷ (S/N)o = (Psi ÷ Pni) ÷ (Pso ÷ Pno)**

Pni all'ingresso si somma a Pne, potenza di rumore equivalente del DUT, il cui guadagno in rapporto (non in dB!) sia G. Poiché segnale e rumore sono amplificati o attenuati allo stesso modo da un DUT si ottiene che: Pso=G•Psi e Pno=G•(Pni+Pne). Sostituendo questi valori nella precedente espressione di F con semplici passaggi algebrici il Fattore di rumore diventa:

**F = (Pni + Pne) ÷ Pni = 1 + (Pne ÷ Pni)**

F indica quindi di quante volte ( Pni + Pne), rumore esistente all'ingresso del DUT, è peggiorato rispetto a Pni, rumore che accompagna il segnale, per effetto del rumore generato dal DUT.
Pne è un parametro ben definito del DUT, pertanto F dipende soltanto da Pni . E' stato necessario fare perciò riferimento ad un preciso valore di Pni, poiché F deve essere un termine di confronto universale. In sede internazionale (I.R.E.) è stato deciso di porre Pni = kToB, ricordando che:

kToB = Potenza di Rumore di riferimento, kTeB = Potenza di Rumore equivalente del ricevitore e sostituendo questi valori il Fattore di rumore diventa :

**F = (kToB + kTeB) ÷ kToB = 1 + (kTeB ÷ kToB)** **Eq.10/8**

**F = 1 + (Te ÷ To)** **Eq. 11/8**

k è una costante, B viene eliminato dal particolare metodo di misura adottato e quindi :

Te = Temperatura di rumore del DUT To = Temperatura di rumore di riferimento = 290 K.

Da F = 1 + (Te ÷ To) si ricava Te = (F-1)•To ed essendo To = 290

**Te = (F-1)•290** **Eq. 12/8**

E' utile esprimere F in decibel indicato NF e definito Cifra di Rumore (Noise Figure) :

**NF = 10•LOG (F)** **Eq. 13/8**

## MDS e NOISE FLOOR

**MDS = M**inimum **D**iscernible **S**ignal = Minimo Segnale Distinguibile.

Per convenzione MDS si pone eguale alla potenza equivalente di rumore di riferimento (kToB) sommata alla potenza equivalente di rumore del DUT (kTeB) espresse in dBm .

**MDS = 10•LOG[ (kToB + kTeB)•1000 ] dBm** **Eq. 14/9**

Misurato F e calcolato Te si otterrebbe MDS. Però la larghezza di banda B è un parametro di incerta definizione, di conseguenza MDS può soltanto essere misurato.
Si connette un generatore di segnale con uscita tarata in dBm all'ingresso del DUT interponendo un attenuatore di αdB: la potenza erogata dal generatore che raddoppia la potenza misurata all'uscita del DUT , diminuita di αdB , è eguale a (kToB + kTeB) dBm cioè ad MDS.
Con generatore spento la potenza di rumore trasferita dall'attenuatore, che si suppone a temperatura T=290 (eventualmente compensando) è praticamente eguale a kToB, e kTeB è la potenza equivalente di rumore del DUT. MDS così definito è indicato anche NOISE FLOOR.

Da Eq. 10/8: (kToB + kTeB) = F•(kToB), quindi MDS = 10•LOG [(F)•(kToB)•1000)] dBm.
Da Eq. 6/7 risulta che : MDS = 10•LOG (F) + 10•LOG (kTo•1000) + 10•LOG (B) dBm.
Da Eq. 13/8 NF = 10•LOG (F) e da Eq. 3/2 kTo•1000 = - 174 dBm, quindi :

**MDS = NF + 10•LOG(B) –174 dBm** **Eq. 15/9**

MDS così definito è un parametro facilmente misurabile ed utile anche per altri test descritti nella letteratura tecnica dei ricevitori ma non rappresenta la minima assoluta potenza di segnale ricevibile in quanto definito a Ta = 290 . In microonde ad esempio può essere Ta = 35 e rifacendo il conto MDS diminuisce di ben 9 dB.

## ATTENUATORE DI MISURA

Il generatore di RF ( Noise Source compresa) è tarato per un carico puramente resistivo di 50Ω mentre il ricevitore ha impedenza di ingresso in genere diversa da 50Ω puramente resistivi, che non consente il completo trasferimento di potenza.
Per rimediare si interpone tra generatore e ricevitore , ma anche con qualsiasi altro DUT , un attenuatore con 50Ω di impedenza caratteristica: il generatore vedrà allora un carico tanto più vicino a 50Ω quanto maggiore sarà l'attenuazione inserita (in genere di 30 dB), e l'attenuatore sarà visto dal ricevitore come un resistore di 50Ω con la relativa potenza di rumore kToB, che per il disadattamento in parte sarà riflessa e praticamente dispersa nell'attenuatore. Variando la potenza del generatore le condizioni non cambiano ed il rapporto tra le potenze ricevute corrisponde a quello tra le potenze erogate dal generatore.
E' possibile tenere conto della potenza riflessa e della differenza tra la temperatura ambiente esistente rispetto a T = 290, complicazione tuttavia non necessaria a livello amatoriale.

## MISURA DI NF

Il parametro fondamentale per la valutazione del rumore è il Fattore di Rumore e nel definirlo è stato tenuto conto del possibile modo di misurarlo, quello cioè di comparare la potenza di Rumore Equivalente del ricevitore kTeB alla potenza di Rumore di Riferimento kToB nelle stesse condizioni operative in modo da eliminare la influenza della larghezza di banda B.

Questo modo è definito metodo del Fattore "Y", e le note che seguono sono date a titolo informativo data la complessità della misura.
Si connette una sorgente di rumore (Noise Source) con temperatura di rumore nota ed eguale a Tc (c = cold = freddo) all'ingresso del DUT e si misura la corrispondente potenza di rumore all'uscita.
Si aumenta Tc fino ad un valore eguale a Th (h = hot = caldo) e si crea quindi un "Eccesso di rumore", definito EN (Excess Noise) con ampiezza proporzionale a (Th–Tc).
Il rapporto (Th–Tc)÷Tc definito ENR (Excess Noise Ratio) e che espresso in dB si indica ENRdB, è il parametro fondamentale di ogni Noise Source, caratterizzato per la frequenza d'uso e per una temperatura Tc = 290, che può eventualmente richiedere dovute correzioni.
In queste condizioni si misura nuovamente la potenza di rumore all'uscita del DUT ed il rapporto numerico tra le due potenze è il Fattore "Y". La Cifra di rumore NF è eguale a :

**NF = ENRdB – 10•LOG (Y-1) dB** **Eq. 16/10**

Tra Noise Source e DUT deve essere inserito il solito attenuatore (di norma 30 dB) questa volta anche per compensare la variazione di impedenza della Noise Source tra "fredda" e "calda". ENRdB dopo l'attenuatore deve essere almeno eguale al valore di NF che si vuole misurare, ciò significa riscaldare a temperature impossibili un resistore usato come Noise Source.
La corrente in un diodo in particolari condizioni si manifesta come "scarica a valanga" originando rumore termico di elevata potenza dipendente dalla intensità di corrente che lo attraversa. Si può così fare una Noise Source su misura, la realizzazione non è semplice ed il costo adeguato. Il corrispondente ENRdB è definito dal rapporto tra le misure con Noise Source accesa e spenta, dopo l'attenuatore, che deve far parte della Noise Source ed essere tarato congiuntamente.
La tensione di alimentazione è normalizzata a 28 Vdc. Il Noise Meter la genera ad impulsi di onda quadra a frequenza audio (in genere 400 Hz) ed esegue misure ripetitive alla stessa frequenza evidenziando in tempo reale il risultato di modifiche al DUT. Una Noise Source di classe costa quanto un ottimo amplificatore lineare per bande HF, il Noise Meter 5 volte tanto.
Acquisti dal Surplus possono aiutare e prescindendo dalla precisione di taratura si può usare lo strumento come PANFI (Precision Automatic Noise Figure Indicator) verificando in tempo reale variazioni di NF a seguito di modifiche al DUT. Il mercato offre anche Noise Source di nuova produzione e meno…"nobili" a prezzo possibile. Si possono usare con il metodo "Y" facendo una misura alla volta con grande pazienza coscienti che si è forse tarato il DUT per il minimo rumore senza però misurare il valore di NF.
In questo caso il ricevitore, usato come amplificatore di misura, deve essere il più lineare possibile, quindi con il controllo automatico di guadagno AGC escluso e con il controllo RF Gain tarato per escludere ogni inizio di saturazione. Ciò che si misura è il rapporto tra la potenza di rumore con Noise Source accesa e spenta. Di regola si misurano le tensioni e quindi il Fattore "Y" sarà il rapporto tra le tensioni elevato al quadrato.
Poiché NF = ENRdB–10•LOG (Y–1) dB quanto **maggiore** risulta il Fattore "Y" misurato tanto **minore** risulta il valore di NF e viceversa.
In ogni caso si tratta di misure delicate che richiedono ottimi strumenti e notevole esperienza di laboratorio: misure di NF inferiori ad 1 dB possono dare errori pari all'effettivo NF.

## VERIFICA DEL SISTEMA

Il Sistema di Antenna per definizione comprende l'antenna, il ricevitore e tutto ciò che esiste in mezzo. Verificarlo significa determinare le condizioni esistenti al connettore di antenna. Da questo punto infatti il rapporto S/N reso dall'antenna inizia a degradare a causa di tutto quello che segue ed è perciò logico che qui Ta = Temperatura di Rumore di antenna sommata a Tr = Temperatura globale di Rumore del Ricevitore diventi Tsys = Temperatura di Rumore del Sistema che ne determina la sensibilità.

**Tsys = Temperatura di Rumore del Sistema = Ta + Tr (kelvin)**

**Tr = Temperatura Globale di Rumore del Ricevitore (kelvin)**

Tr è la temperatura di rumore che si rileva al connettore di antenna della linea RF quando si trova disinserito dall'antenna e che dipende dal ricevitore e da tutto ciò che lo precede cioè dai DUT inseriti. DUT può essere un preamplificatore di antenna, un filtro, un relè, un convertitore di frequenza, la linea RF e così via. Ad ogni DUT si assegna un numero iniziando con 1 da DUT1 connesso all'antenna : di ognuno occorre conoscere la Cifra di Rumore NFdB, dalla quale calcolare il Fattore di Rumore F e quindi la Temperatura equivalente di Rumore Te, il guadagno G o l'attenuazione αdB in dB che è necessario convertire in rapporto con le equazioni già note.
Il guadagno di un DUT è il rapporto numerico tra la potenza all'uscita e quella all'entrata indicato G espresso in dB, pertanto con segno (+). Se un DUT attenua il guadagno GdB assume il segno meno (-). Per evitare errori con il segno (-) al posto di "Guadagno -GdB" si scrive "Attenuazione αdB", senza alcun segno ma con l'obbligo in questo caso **di non dimenticare il segno (-).** Per l'applicazione della regola descritta in seguito se per un DUT è data l'attenuazione αdB è necessario inserire -αdB al posto di GdB. Per ogni DUT(x) è necessario pertanto conoscere :

**NF(x)dB per ottenere $F(x) = 10^{NF(x)dB \div 10}$** **quindi Te(x) = [F(x)-1]•290 (kelvin)**

**G(x)dB per ottenere $G(x) = 10^{G(x)dB \div 10}$** **αdB(x) per ottenere $G(x) = 10^{-\alpha dB(x) \div 10}$**

La Temperatura di Rumore globale è determinata da quella di ogni DUT che dovrà essere riportata all'ingresso di DUT1 e sommata alla sua Temperatura di Rumore Te1, per ottenere la Temperatura di Rumore globale del ricevitore Tr. La regola generale è che la temperatura di rumore di un DUT divisa per il guadagno complessivo espresso in rapporto di tutti i DUT che lo precedono, compreso DUT1, riportata all'ingresso di DUT1 ne riproduce l'effetto.

**Tr = Te1+ [Te2 ÷ G1] + [Te3 ÷ (G1•G2)] + [Te(n) ÷ (G1•G2•…Gn-1]** **Eq. 17/11**

Il guadagno dell'ennesimo DUT (in genere il ricevitore) non interviene e non è richiesto. Se un DUT attenua genera rumore termico dovuto alla potenza dispersa e risulta che il suo NF è eguale alla attenuazione αdB **con segno più** ed assumendo la temperatura fisica in kelvin alla quale il DUT si trova come Temperatura di Rumore di riferimento al posto dei noti 290 K.
Per questo importante comportamento le linee RF dei grandi Radiotelescopi sono raffreddate con liquidi criogenici a temperatura di molto inferiore a 0°.

**Te dovuta ad αdB = $( 10^{\alpha dB \div 10} ) \bullet T_{amb}$** **Eq. 18/11**

Il sistema di antenna si verifica dalla gamma VHF a salire: in gamma HF ed LF non ha molto senso farlo perché la temperatura di rumore di antenna è sempre molto elevata, la linea RF attenua in modo trascurabile ed i segnali ricevuti sono in genere robusti: ecco qualche esempio pratico.

**CASO (1)**

**DUT1 (transverter) + DUT2 (ricevitore HF)**

| | | | |
|---|---|---|---|
| DUT1: | NF1 = 1,9 dB | $F1 = 10^{1,9 \div 10} = 1,55$ | Te1 = ( 1,55-1)•290 = 159,2 K |
| | G1 = 19 dB | $G1 = 10^{19 \div 10} = 79,4$ | G2 non richiesto |
| DUT2: | NF2 = 14 dB | $F2 = 10^{14 \div 10} = 25,1$ | Te2 = (25,1-1)•290 = 6994,5 K |

Tr = 159,2 + (6994,5 ÷ 79,4) = 159,2 + 88,1 = 247,2 K

All'ingresso del transverter il Fattore di Rumore globale risulta :

F = 1 + (Tr ÷ To) = 1 + (247,2 ÷ 290) = 1,85 e quindi NF = 10•LOG (1,85) = 2,7 dB

Notare che Te nella equazione base 11/8 è sostituita da Tr, Temperatura equivalente **globale** di Rumore che è quella con la quale abbiamo a che fare a questo punto della nostra indagine.

Il rumore introdotto dal ricevitore HF ha degradato NF del transverter di 2,7 – 1,9 = 0,8 dB. La frequenza di uscita del transverter in questo caso è 28 MHz alla quale l'attenuazione del corto cavo di collegamento al ricevitore HF è trascurabile, ma può non sempre essere così.

**CASO (2)**

**DUT1 (Linea RF ) + DUT2 ( id.) + DUT3 ( id.)**

| | | |
|---|---|---|
| DUT1 : | 24 metri di cavo RG 213 Foam | Attenuazione αdB = 1,5 |
| | G1 = -αdB = - 1,5 dB | $G1 = 10^{-1,5 \div 10} = 0,71$ |
| | $Te1 = (10^{1,5 \div 10} - 1) \bullet 300 = 123,8$ | |

La temperatura del cavo RF è stimata 27°C eguale a 300 K. Poiché il DUT attenua il guadagno in dB è eguale alla attenuazione αdB **con il segno meno**, e la Temperatura di Rumore si calcola con NF eguale alla attenuazione αdB (**con segno +**). Senza rifare il conteggio risulta Te2 = Tr del caso (1) cioè:

Te1 = 123,8 Te2 = 247,2 G1 = 0,71 G2 non richiesto
Tr = 123,8 + (247,2 ÷ 0,71) = 472

La Cifra di Rumore al connettore di antenna risulta : NF = 10•LOG [(1 + (472 ÷ 290)] = 4,2 dB

La linea RF ha peggiorato NF del caso (1) di 4,2 – 2,7 = 1,5 dB, eguale alla sua attenuazione: questo non è un caso anche se verificando con più decimali si troverebbe una lieve differenza. Assumendo per la linea RF la temperatura di riferimento di 290 il risultato torna esatto perché :

**L'attenuazione αdB di un DUT a temperatura di 290 K si somma alla NF che lo segue.**

**CASO (3)**

**DUT1 (preamplificatore di antenna) + DUT2 ( id.) + DUT3 ( id.) + DUT4 ( id.)**

DUT1 : NF1 = 0,8 dB Te1 = $(10^{0,8 \div 10} - 1) \bullet 290 = 58,7$
G1 = 18 dB G1 = $10^{18 \div 10} = 63,1$
Analogamente a prima senza rifare il conteggio risulta Te2 = Tr del CASO(2), il resto eguale.

Te1 = 58,7 G1 = 63,1 Te2 = 472
Tr = 58,7 + (472 ÷ 63,1) = 58,7 + 7,5 = 66,2

La Cifra di Rumore al connettore di antenna risulta : NF = 10•LOG [1 + (66,2 ÷ 290)] = 0,88 dB

Con il preamplificatore d'antenna NF è migliorato rispetto al caso (2) di 4,2 – 0,88 = 3,3 dB.
Per valutare l'effetto in ricezione conviene fare riferimento al rapporto S/N considerando la Temperatura globale di Rumore del ricevitore Tr .
Per il caso (2) si è trovato Tr = 472 e con il preamplificatore del caso (3) Tr = 66,2 : ne consegue un netto miglioramento di S/N = 10•LOG (472 ÷ 66,2 ) = 8,5 dB, un grande vantaggio: da notare che mentre S/N è migliorato di 8,5 dB NF è migliorato di 3,3 dB : i due parametri non vanno perciò confusi come spesso accade.
Quando interviene la Temperatura di Rumore di antenna, cioè sempre, le cose cambiano.

**CASO (4)**

**Consideriamo la Temperatura di Rumore di Antenna.**

E' noto che a 144 MHz la Temperatura di Rumore di Antenna Ta non sarà inferiore a 300 K. Sia pure con la tolleranza d'obbligo non ho mai misurato un valore inferiore a Ta = 600/800 K al mattino presto, lontano dal Sole ed elevazione zero. In momenti "caldi" ho misurato Ta = 8000 K. Prendendo per buona Ta = 700 K la Temperatura di Rumore del Sistema risulta :

Per il Caso (2) Tsys = 700 + 472 = 1172 K
Per il Caso (3) Tsys = 700 + 66,2 = 766,2 K

Il miglioramento effettivo di S/N con l'uso del preamplificatore risulta quindi :

10•LOG (1172 ÷ 766,2 ) = 1,85 dB invece di 8,5 dB prima trovati.

La temperatura di rumore d'antenna a 144 MHz è in genere superiore a 700 K e andrà anche peggio. Inoltre si è considerato il preamplificatore connesso direttamente alla antenna, caso ideale ma poco praticato. Rifacendo il conto con il preamplificatore connesso direttamente al transverter, S/N addirittura peggiora di 0,16 dB, cosa del tutto inutile.
La situazione migliora se vi è la necessità di rinvigorire un ricevitore sordo oppure di neutralizzare l'effetto di una linea RF molto lunga. Dall'esperienza di molti radio amatori risulta che NF = 2 dB al connettore di antenna è quanto occorre per ottimi QSO in VHF via Tropo.
Supponiamo di avere un buon vecchio ricevitore VHF a valvole con NF = 4 dB e come linea RF 60 metri di RG 213 con attenuazione di 8 dB/100 metri. A confronto delle novità in giro siamo demotivati a continuare l'attività.

La situazione si presenta così:

| | | |
|---|---|---|
| DUT1 (linea RF) | $\alpha dB=(60\div100)\bullet 8 = 4,8$ dB | $Te1 = (10^{4,8\div10} - 1)\bullet 300 = 606$ |
| | $G1 = - \alpha dB = - 4,6$ | $G1 = 10^{-4,8\div10} = 0,33$ |
| DUT2 (RX) | NF2 = 4 dB | $Te2 = (10^{4\div10} - 1)\bullet 290 = 438,4$ |

$Tr = 606 + (438,4 \div 0,33) = 1934,5$

Elevata già in partenza : ci prestano un onesto preamplificatore con NF = 1,8 dB e G = 19 dB che nessuno più vuole e che si decide di connettere direttamente all'antenna ottenendo:

| | | |
|---|---|---|
| DUT1 | NF1 = 1,8 dB | $Te1 = (10^{1,8\div10} - 1)\bullet 290 = 148,9$ |
| | G1 = 19 dB | $G1 = 10^{19\div10} = 79,4$ |
| DUT2 | Te2 = 1934,5 (Tr di prima) | G2 non richiesto |

$Tr = 148,9 + ( 1934,5 \div 79,4) = 173,3$

$NF = 10\bullet LOG [1 + (173,3 \div 290)] = 2,03$ dB

Un caso quasi disperato è diventato un ottimo sistema a poco costo, a pari antenna identico ad un altro di situazione più fortunata e più costoso. In UHF ed SHF per la notevole diminuzione della Temperatura di Rumore di Antenna l'importanza della bassa Temperatura di Rumore del Sistema diventa primaria e giustamente ossessiva!

**MISURA DEL GUADAGNO DI UN DUT**

Per un **DUT di potenza** il guadagno si misura facilmente. Con un generatore connesso al wattmetro su di un carico adatto si stabilisce un riferimento di potenza: inserito il DUT e misurata nuovamente la potenza sullo stesso carico si esprime il guadagno come rapporto (positivo) tra le due potenze. Rispetto alle potenze in gioco quelle di rumore termico, che esistono, sono assai basse e quindi trascurabili.
Per un **DUT di segnale** tipo un preamplificatore di antenna od un mixer, la potenza del segnale può essere della stessa ampiezza della potenza di rumore generata dal DUT ed è necessario tenerne conto per valutare il **guadagno di segnale**, quello cioè che determina di quante volte il segnale reso all'uscita risulta amplificato rispetto a quello connesso all'ingresso. A questo scopo è possibile impiegare come generatore una Noise Source e, in assenza quasi certa di un Noise Meter professionale (!), usare il ricevitore come Noise Meter. Confrontare il segnale di un generatore RF convenzionale con il segnale a larga banda del rumore termico comporta errori per la incerta valutazione della larghezza di banda **efficace** sia del ricevitore che del generatore.
Se il DUT è un amplificatore non è necessario conoscere ENR (Excess Noise Ratio) della Noise Source usata. Se il DUT è invece un mixer è necessario conoscere ENRi (i=input) per la frequenza di ingresso ed ENRo (o=output) per la frequenza di uscita. Come già noto una Noise Source accesa genera potenza di rumore proporzionale ad una Temperatura equivalente di Rumore Th (h = hot, caldo) e spenta a Tc (c = cold, freddo) ricordando anche che:

**ENR = (Th – Tc) / Tc**.

Nel caso di un amplificatore si connette la Noise Source al ricevitore e si misurano all'uscita le potenze P1 con Noise Source spenta e P2 con Noise Source accesa , cioè:

**P1 = k•(Tc+Tem)•B•Gm P2 = k•(Th+Tem)•B•Gm**.

Si inserisce il DUT tra Noise Source e ricevitore e si misurano analogamente alla sua uscita P3 con Noise Source spenta e P4 con Noise Source accesa:

**P3 = k•(Tc+Ted)•B•Gd•Gm P4 = k•(Th+Ted)•B•Gd•Gm**

k = Costante di Boltzmann B = Larghezza di banda

Gm = Guadagno del ricevitore Gd = Guadagno del DUT

Ted = Temperatura equivalente di Rumore del DUT

Tem = Temperatura equivalente di Rumore del ricevitore

Per eliminare tutte le incognite basta considerare che :

P4-P3=k•(Th-Tc)•B•Gd•Gm P2-P1=k•(Th-Tc)•B+Gm e si ottiene facilmente che:

$$\mathbf{Gd=(P4-P3) \div (P2-P1)=(V4^2-V3^2) \div (V2^2-V1^2)}$$

V1 è la tensione corrispondente alla potenza P1 misurata all'uscita del ricevitore sintonizzato alla frequenza di lavoro, analogamente per V2, V3, e V4. E' importante escludere il controllo automatico di guadagno AGC del ricevitore e non confondere tra loro i parametri misurati. Ciò che si misura è una tensione alternata a frequenza audio ed è sufficiente un affidabile voltmetro digitale con ampiezza minima di fondo scala almeno di 300 mV. E' inoltre opportuno verificare che la tensione misurata non saturi il ricevitore con l'AGC escluso.
Nel caso di un convertitore alla frequenza input Fi si avrà ENRi ed alla frequenza output Fo si avrà ENRo, parametri normalmente espressi in dB che devono essere convertiti in rapporto da ENRdB con l'equazione 9/7:

$ENR = 10^{ENRdB \div 10}$

Poiché Th – Tc = Tc•ENR operando come prima si ottiene facilmente che:

$Gd = [\ Tc \bullet ENRo \bullet (V4^2 - V3^2)\ ] \div [\ Tc \bullet ENRi \bullet (V2^2 - V1^2)\ ]$

Tc è sempre la stessa per una Noise Source, accesa o spenta, e quindi:

$$\mathbf{Gd=[ENRo \bullet (V4^2 - V3^2)\ ] \div [ENRi \bullet (V2^2 - V1^2)]}$$

Per verificare il guadagno di conversione in ricezione tra 145 e 29 Mhz del Transverter SSB ELECTRONIC LT2S-MK2 è stata usata una Noise Source con ENRdB = 5,7 a 145 MHz che diventa $ENRi = 10^{5,7/10} = 3,715$.

ENRdB a 29 MHz non è nota. Il ricevitore usato (JST 135) ha NF=11,2 dB e con l'equazione 16/10 misurato Y si può ottenere ENRdB = NF + 10•LOG (Y-1). Tutte le Noise Source sono alimentate con tensione convenzionale di 28 Vdc a cicli di onda quadra al 50% e frequenza di 400 Hz .

La stessa tensione può essere applicata manualmente alla Noise Source con cicli alternati di breve periodo per limitarne il riscaldamento.Connessa la Noise Source al ricevitore sintonizzato a 29 MHz è stata misurata P2 proporzionale a V2 = 25 mV e P1 proporzionale a V1 = 23,5 mV ottenendo Y = $(25 \div 23{,}5)^2$ = 1,13 e quindi :

10•LOG (1,13-1) = - 8,86 dB, da cui ENRodB = 11,2 – 8,86 = 2,34 dB. Avremo quindi da Eq. 9/7 :

$$\mathbf{ENRo = 10^{2{,}34 \div 10} = 1{,}714} \qquad \mathbf{ENRi = 10^{5{,}7 \div 10} = 3{,}715}$$

Inserito il transverter e ripetuta la misura si è ottenuto V4 = 197mV e V3 = 115mV con i quali il guadagno di conversione risulta:

$G = [1{,}714 \bullet (197^2 - 115^2)] \div [3{,}715 \bullet (25^2 - 23{,}5^2)] = 162{,}25$

GdB = 10•LOG (162,25) = 22,1 dB

SSB ELECTRONIC riporta infatti in 22 dB il guadagno di conversione in ricezione per il transverter LT2S-MK2.

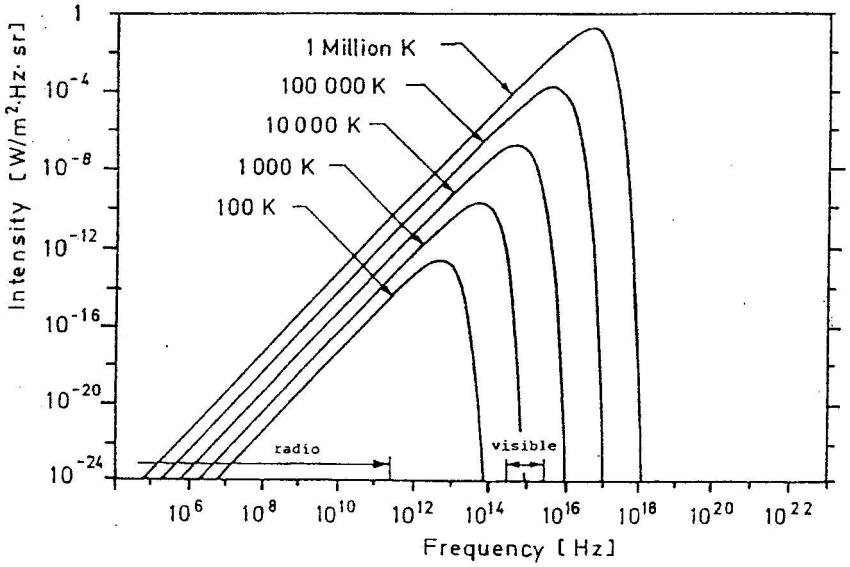


**Fig. 1:**
**Black-body spectrum at various radiator temperatures**

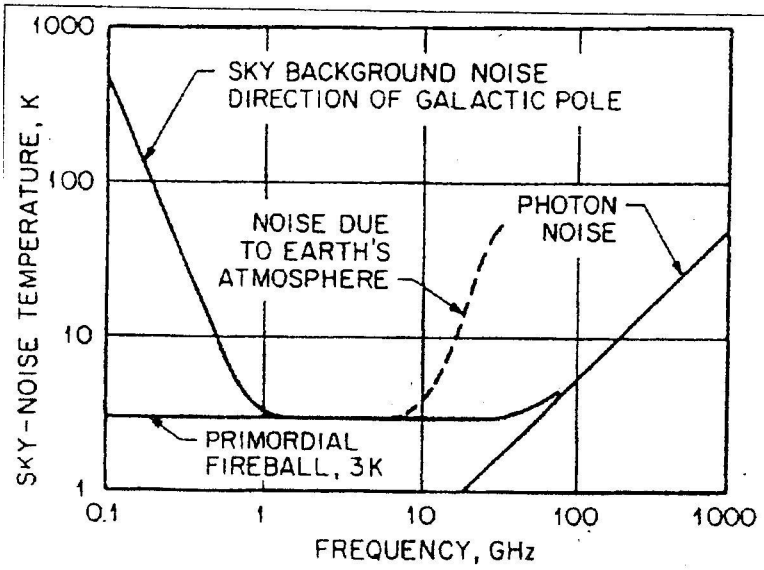


**Fig. 47**

**Temperatura di rumore del cielo in funzione della frequenza. Si assume che l'antenna sia puntata allo Zenith ed abbia un angolo di radiazione di pochi gradi ed una BE = 100%.**

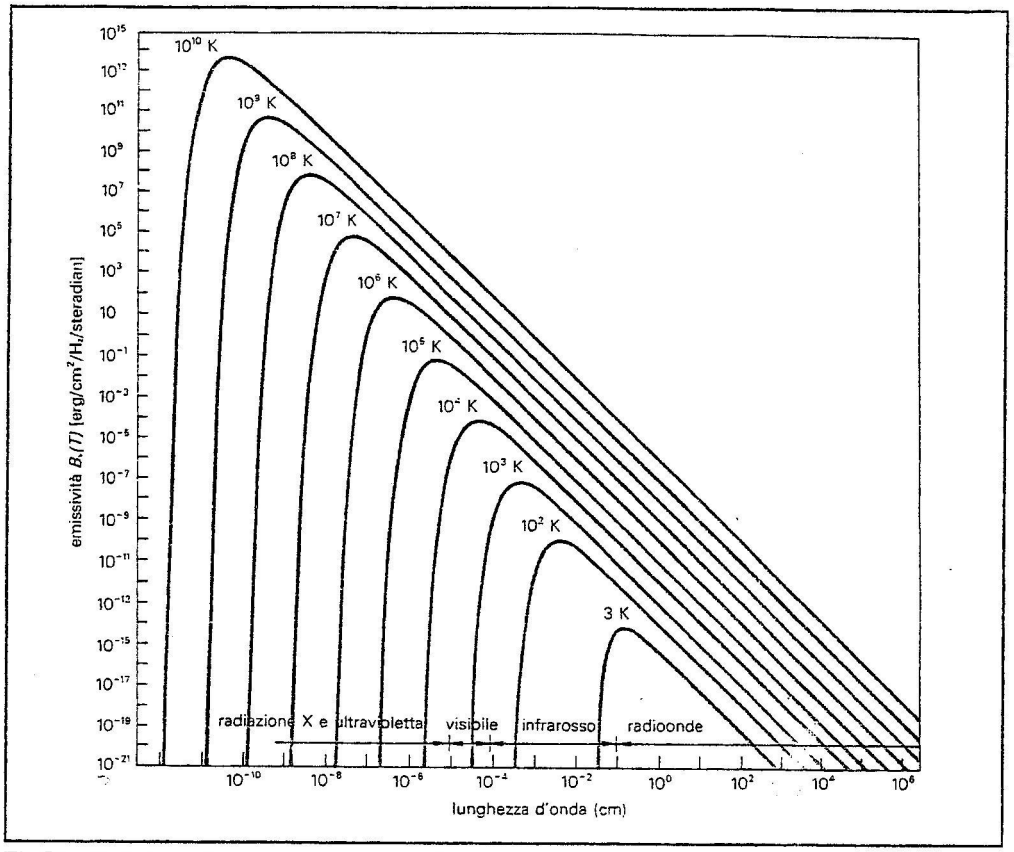


**Fig.72** Emissione di un corpo nero a varie temperature: le curve sono dette planckiane. Si noti che quanto più elevata è la temperatura tanto più il massimo dell'emissione si sposta verso le lunghezze d'onda minori, cioè si porta dal rosso verso il blu.

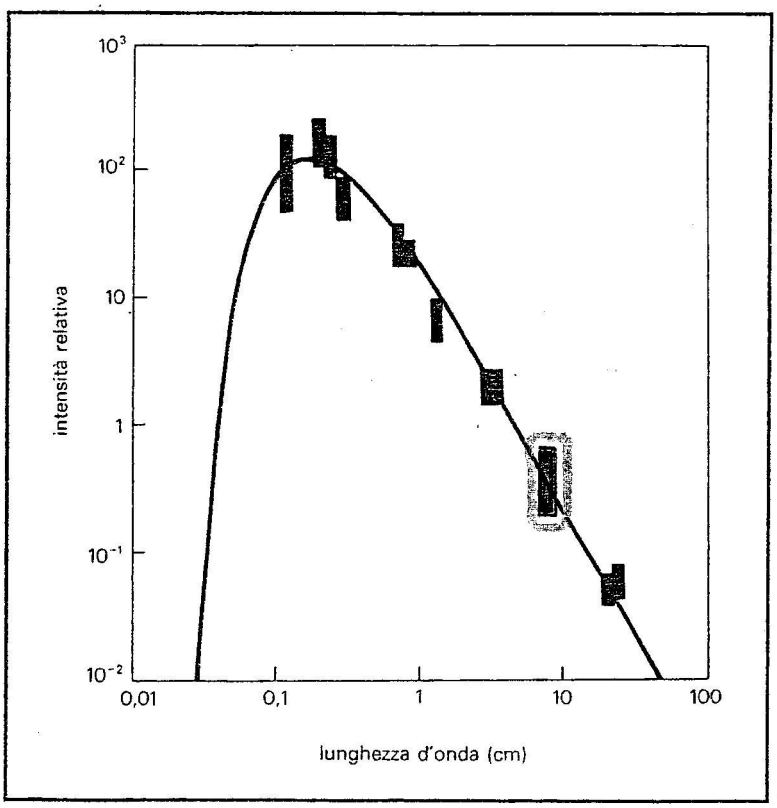


**Fig.73** L'intensità della radiazione di fondo misurata a varie lunghezze d'onda da diversi osservatori. Si noti la disposizione dei tratti misurati secondo lo spettro di un corpo nero. Le lunghezze dei tratti indicano il grado di precisione della misura. Il rettangolino in colore corrisponde a quella relativa alla scoperta di Penzias e Wilson.

## RUMORE DEL SOLE

Il Sole irradia a causa della temperatura di milioni di kelvin dovuta alle reazioni termonucleari del nucleo centrale e della minore temperatura alla quale si trova la sua Corona, una specie di atmosfera in continua evoluzione. Emette enormi quantità di energia elettromagnetica incoerente, quindi rumore termico, in un ampio spettro di frequenze: quelle comprese nelle gamme amatoriali si possono ricevere ed usare. L'intensità della radiazione dipende dalla frequenza di emissione ed è relativamente costante in UHF ed SHF, piuttosto turbolenta in VHF.
La misura della radiazione solare è descritta nei testi di Radioastronomia e le note che seguono riassumono alcuni principi utili ad uso radioamatoriale per averli sottomano.
Si definisce Flusso la potenza in watt per $m^2$ di fronte d'onda e per Hz di banda misurata ricevuta sulla Terra: si indica S e si esprime in SFU (Solar Flux Unit) definito eguale a $10^{-22}$ watt / $m^2 \cdot$ Hz.
SFU è monitorato da vari osservatori Radioastronomici su frequenze UHF ed SHF, sfortunatamente escluse quelle radioamatoriali, ed i risultati sono pubblicati regolarmente in siti Internet.
E' possibile calcolare SFU ad una data frequenza per confronto con i valori misurati alle frequenze standard, anche se con inevitabile incertezza. WRØI ha scritto un programma a questo scopo: si può richiederlo alla North Texas Microvave Society (RR4 Box 565 SANGER – 76266 TX USA) che lo ha prodotto su disco, numero d'ordine 92.35 alla attenzione di C. Wesley.
Per verificare un impianto ricevente si eseguono misure che richiedono la conoscenza di SFU: i dati rilevati dovranno essere elaborati in un secondo tempo quando sarà disponibile il valore di SFU esistente al momento della misura.
E' possibile misurare l'angolo di apertura di una antenna per il piano E e modificando provvisoriamente la sua polarizzazione anche per il piano H : la conoscenza di SFU in tale caso non è necessaria. In banda VHF serve pazienza per l'attesa, anche per mesi, di una condizione metereologica adatta ed una buona antenna dotata di elevazione: l'uso di un voltmetro differenziale facilita la misura delle modeste variazioni di potenza ricevibili. L'esecuzione di questa tecnica non è consigliabile né praticata a livello amatoriale in banda VHF, utile e praticata in banda SHF.
Definita Ps la potenza di rumore termico emessa dal Sole e Pu quella dovuta all'Universo ed al rumore del ricevitore, con l'antenna lontana dal Sole riceveremo Pu proporzionale ad una tensione $Vsmin^2$ resa all'uscita audio del ricevitore, e con l'antenna sul Sole riceveremo Pu+Ps proporzionale ad una tensione $Vsmax^2$. Ciò che si valuta è il Fattore Y:

$$\mathbf{Y = (Pu + Ps) \div Pu = 1 + (Ps \div Pu) = Vsmax^2 \div Vsmin^2} \qquad \textbf{Eq.18/19}$$

L'affidabilità della misura dipende dalla larghezza di banda del ricevitore e dal "freno elettrico" imposto al voltmetro con un circuito RC la cui costante (R•C) è il tempo di integrazione "t". L'analisi spettrale del rumore termico indica che la minima variazione affidabile ΔP per una potenza P è $\Delta P/P = 1 \div \sqrt{(B \bullet t)}$, "B" in Hz è la larghezza di banda considerata e "t" in secondi è il tempo di integrazione. Pu è sempre presente e dalla Eq. 18/19 si ricava che la minima variazione affidabile della potenza Ps rispetto a Pu diventa $\Delta P \div P = Ps \div Pu = Y-1$, perciò $Ymin = (\Delta P \div P) + 1$.
In un ricevitore SSB la larghezza di banda effettiva è di circa 2500 Hz. Con R = 1MΩ e C = 4,4μF risulta "t" = R•C = 4,4 sec (MΩ•μF = secondi) e si ricava $\Delta P \div P = 1 \div \sqrt{(2500 \bullet 4{,}4)} = 0{,}01$. Di norma si limita ΔP ad un valore 10 volte maggiore perciò $\Delta P \div P = 0{,}10$ ed $Ymin = (\Delta P \div P)+1 = 1{,}1$. Il Fattore Y è proporzionale al quadrato delle tensioni misurate, quindi il rapporto minimo affidabile tra le tensioni rilevate diventa $\sqrt{1{,}1} = 1{,}05$ che ad esempio su di un segnale VS=300 mV corrisponde ad una variazione di (1,05-1)•300=15 mV facilmente rilevabile.
Per garantire stabilità di misura è necessario preriscaldare il sistema per almeno 90 minuti e per ottenere la massima linearità escludere il controllo AGC del ricevitore. Poiché il rapporto tra la potenza di picco e la potenza media del segnale di rumore termico è di circa 14 dB il ricevitore deve rispondere linearmente anche ad un segnale maggiore di 14 dB rispetto al massimo ricevuto.

Questa condizione è da verificare caso per caso: ad esempio con un ricevitore HF JST-135 preceduto da un Transverter con guadagno di conversione 22 dB, da un preamplificatore di antenna con guadagno 20 dB, da due antenne Yagi con guadagno 17 dBi e da 1,4 dB di line-loss è risultato necessario limitare a 350 mV il segnale audio prelevato dal connettore AUX dedicato e connesso prima del controllo interno della potenza di bassa frequenza, tarando il controllo RF Gain ed inserendo un attenuatore tra ricevitore e Transverter. I ricevitori sprovvisti di AGC escludibile non sono adatti a questo uso: un impianto affidabile è costituito da un ricevitore HF + Transverter + uno o due LNA ( Low Noise Amplifier).

**MISURA DEL RAPPORTO G/T**

Il rapporto G/T qualifica l'impianto di ricezione senza la necessità di conoscere SFU. G è il guadagno isotropico d'antenna espresso in rapporto e T è la temperatura di rumore del sistema in kelvin, già definita Tsys, somma della temperatura equivalente di rumore del ricevitore al connettore d'antenna Tr e della temperatura di rumore Ta ricevuta dall'Universo. Misurati Vsmax e Vsmin si calcola il Fattore Y e quindi il rapporto G/T.

$Y = (Vsmax \div Vsmin)^2$ $S = SFU \bullet 10^{-22}$ $k = 1{,}38 \bullet 10^{-23}$ $\lambda = 299{,}8 \div MHz$ $\pi = 3{,}14$

k = Costante di Boltzmann $\lambda$ = Lunghezza d'onda in metri

$$G/T = 8 \bullet \pi \bullet k \bullet (Y-1) \div S \bullet \lambda^2 \qquad \textbf{Eq. 19 / 20}$$

In microonde Pu è relativamente costante nel tempo. Dalla definizione di Y = 1 + (Ps÷Pu) si ottiene Y-1 = Ps÷Pu e se Pu è costante Y-1 è direttamente proporzionale a Ps. Anche il Flusso S è direttamente proporzionale a Ps, perciò il rapporto (Y-1)÷S resta costante al variare di Ps e di conseguenza anche G/T resta costante in un notevole spettro di frequenza , perciò assai utile per valutare l'efficienza dell'impianto senza costosi strumenti ma soltanto misurando G/T a regolari intervalli di tempo. In banda VHF Pu è instabile, quindi lo è anche G/T da cui la sua poca utilità.

**MISURA DELLA TEMPERATURA DI RUMORE DI ANTENNA (Ta)**

Misurato Tsys e calcolato Tr si ottiene Ta = Tsys – Tr.
A titolo di esercizio per la misura di Tsys a 144 MHz ho usato un sistema d'antenna formato dai DUT indicati nello schema TSYSCAL allegato a queste note e con le seguenti caratteristiche:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| DUT 1 : RF line | NF1 = 0,4 dB | Te1 = 28 | G1 = -0,4 dB | G1 = 0,9 |
| DUT 2 : LNA | NF2 = 1 dB | Te2 = 75,1 | G2 = 20 dB | G2 = 100 |
| DUT 3: RF line | NF3 = 1 dB | Te3 = 75,1 | G3 = -1dB | G3 = 0,79 |
| DUT 4: Filtro | NF4 = 1,2 dB | Te4 = 92,3 | G4 = - 1,2 dB | G4 = 0,76 |
| DUT 5: LT2 S | NF5 = 1 dB | Te5 = 75,1 | G5 = 22,1 dB | G5 = 162,2 |
| DUT 6: JST 135 | NF6 = 11,2 dB | Te6 = 3532,9 | G6 non richiesto | |
| Att. '1': | αdB = 10 dB | Te Att.'1' = 2610 | G Att.'1' = 0,1 | |
| Att. '2': | αdB = 0 dB | Te Att.'2' = 0 | G Att.'2' = 1 | |

Il percorso del segnale tra antenna e ricevitore è interrotto a monte del Transverter (DUT 5) con l'inserzione di un relè coassiale che azionato anche a mano effettua la commutazione indicata nello schema TSYSCAL senza avvitare e svitare connettori. Att.'1', se necessario integrato da Att.'2', connette l'ingresso del Transverter al polo comune del relè che potrà essere commutato al polo terminato a massa da un carico di 50Ω schermato ed avvitato direttamente sul relè oppure al polo connesso all'antenna per mezzo degli altri DUT. In questo modo sia il carico che la linea RF di antenna risultano sufficientemente accoppiati al Transverter che segue.
Al polo comune, definito punto di misura 'm', vi sarà la temperatura equivalente di rumore Trm facilmente calcolabile e generata da Att.'1', dal Transverter (DUT 5), eventualmente da Att.'2', e da (DUT 6) il ricevitore che segue.
Il polo comune connesso al carico di 50Ω , considerato con errore accettabile alla temperatura ambiente di 290 K, assumerà la temperatura di rumore Trm + 290 proporzionale ad una tensione all'uscita dal ricevitore $VSmin^2$, e connesso alla linea RF d'antenna la temperatura di rumore Trm + Tsysm, proporzionale ad una tensione all'uscita $VSmax^2$, e sarà possibile definire un Fattore 'Y' eguale a $Y = Vsmax^2 \div Vsmin^2 = (Trm + Tsysm) \div (Trm + 290)$. Calcolato Trm si ricava che:

**Tsysm = Y•(Trm + 290) – Trm** **Eq.20/21**

Tsysm è la temperatura equivalente di rumore Tsys del sistema esistente al connettore d'antenna **ma rilevata al punto di misura 'm'.** Riportata al connettore d'antenna e depurata delle temperature equivalenti di rumore dovute soltanto al complesso ricevente **tra antenna e punto di misura 'm'** diventa la temperatura equivalente di rumore d'antenna Ta.
Per la temperatura equivalente di rumore del ricevitore Tr valgono le espressioni date a pag.11:

$$F=10^{NFdB\div10} \qquad Te = (F-1)\bullet290 \qquad G = 10^{(\pm)GdB\div10}$$

Le altre regole da non dimenticare sono:

a) Per riportare all'ingresso di un DUT la temperatura di rumore Te di un DUT che segue occorre dividerla per il guadagno G, espresso in rapporto, del DUT che precede ed al risultato **sommare** la Te di questo DUT .
b) Un DUT che attenua αdB si gestisce come se avesse NFdB = αdB e GdB = -αdB (αdB con segno meno!) sostituendo inoltre 290 con Tamb, la effettiva temperatura fisica in kelvin alla quale il DUT si trova.
c) Nel caso particolare della misura di Ta con il Set-Up descritto in TSYSCAL, per riportare Tsysm al connettore di antenna, dopo avere diviso Tsysm per il guadagno del DUT che precede diventa invece necessario **sottrarre** la temperatura equivalente di rumore di questo DUT proseguendo sino al connettore d'antenna per ottenere assai facilmente la richiesta temperatura equivalente di rumore di antenna Ta esistente al momento della misura.

Ritornando al Set-up TSYSCAL, con Att.'1'=10 dB ed Att.'2'=0 dB risulta Trm = 3578,8.
A 144,2 MHz con tempo stabile, prima del tramonto del Sole, antenna elevata di 50° e lontana dal Sole, all'uscita del ricevitore JST 135 in modo CW, AGC escluso, B = 300 Hz con filtro a quarzo a 16 poli inserito, sono state misurate le tensioni VSmin = 76,9 mV e Vsmax = 213,3 mV calcolando con la Eq. 20/21 Tsysm = 28185,6 che riportata all'antenna corrisponde a Ta = 364,1 dovuta a circa 300 K dello Universo a 144 MHz ed a 64 K circa di QRM.
La temperatura equivalente di rumore del Ricevitore ( esclusi Att.'1' ed Att.'2') risulta Tr = 114,2 perciò Tsys = 364,1 + 114,2 = 478,3 K.

Con Att.'1'=10 dB, Att.'2'=16 dB, Sole alto, identico il resto e con antenna ad elevazione zero diretta verso una zona poco rumorosa, sono state misurate VSmin = 27 mV e VSmax = 100 mV , ottenendo Ta = 2905 K ben diversa dai 364,1 K del cielo freddo!
A titolo di verifica chiudendo l'ingresso del preamplificatore d'antenna con un resistore schermato di 50Ω a temperatura Tamb di circa 290 K si dovrebbe ottenere Ta = Tamb.
Escluso DUT1 da TSYSCAL, con Att.'1'= 10 dB , Att.'2'= 0 dB risulta come prima Trm = 3578,8.
Dopo 90 min. di riscaldamento si è ottenuto VSmin = 79,6mV e Vsmax = 204,5mV ricavando Tsysm = 21955,8 che riportata all'ingresso del preamplificatore d'antenna fornisce Ta = 288,7 K, molto vicina alla temperatura ambiente di circa 17°C pari a 290 K.
Tutto dipende dalla valutazione dei parametri dei DUT coinvolti, ma il risultato a livello amatoriale è senz'altro ottimo.
Per semplificare conteggi ripetitivi, perciò spesso fonte di errore, sono stati scritti i programmi NOISE, TSYS, AA e BB per un calcolatore tascabile HP 48GX , riportati a pagina 23.
Richiedono sufficiente conoscenza di questo ottimo calcolatore e con buona pratica di programmazione possono essere facilmente trascritti in un Personal Computer.

PROGRAMMA “NOISE” (HP48GX)

<< 1 FIX CLEAR ’NF e G (±) in dB’ ’ ’ INPUT OBJECT→ ’NF1?’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ AA ‘A’ STO ‘G1?’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ BB ‘B’ STO ‘NF2’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ AA ‘D’ STO ‘G2?’ ‘ ‘ INPUT OBJ→BB ‘E’ STO ‘NF3?’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ AA ‘F’ STO ‘G3?’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ BB ‘G’ STO ‘NF4’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ AA ‘H’ STO ‘G4’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ BB ‘I’ STO ‘NF5’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ AA ‘J’ STO ‘G5’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ BB ‘K’ STO ‘NF6’ ‘ ‘ INPUT OB J→ AA ‘L’ STO L K / J + I / H + G / F + E / D + B / A + ‘M’ STO M ‘Tr’ → TAG >> ‘NOISE’ STO

PROGRAMMA “AA”: << 10 / ALOG 1 – 290 · >> ‘AA’ STO
PROGRAMMA “BB”: << 10 / ALOG >> ‘BB’ STO

NOISE calcola la temperatura equivalente di rumore globale del ricevitore per un massimo di 6 (sei) DUT. Per eliminare il DUTn inserire NFn = 0 dB e Gn = 0 dB.

PROGRAMMA “TSYS” (HP48GX)

<< ‘ESEGUIRE DOPO NOISE ’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ CLEAR ‘Att.1 dB? ’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ ‘N’ STO N AA ‘P’ STO N NEG BB ‘Q’ STO ‘Att.2 dB? ’ ‘ ‘ INPUT OBJ→ ‘O’ STO O AA ‘T’ STO O NEG BB ‘V’ STO L V / T + K / J + Q / P + ‘R’ STO R ‘TRm’ →TAG ‘Vsmin? ‘ ‘ ‘ INPUT OBJ→ ‘Vsmax.? ‘ ‘ ‘ INPUT OBJ→ / INV SQ ‘S’ STO 290 R + S · R – ‘U’ STO U ‘Tsysm’ → TAG U I / H – G / F – E / D – B / A – ‘Z’ STO Z ‘Ta’ →TAG M Z + ‘Tsys’ →TAG >> ‘TSYS’ STO.

TSYS calcola Ta e Tsys esclusivamente per il Set-Up TSYSCAL e **deve essere sempre preceduto** da NOISE che inizializza il programma.

MEMORIE

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Te1 | =A | Te4 | =H | Att.1 dB | =N | Tr | =M |
| G1 | =B | G4 | =I | Tatt.1 | =P | Tsysm | =U |
| Te2 | =D | Te5 | =J | Gatt.1 | =Q | Ta | =Z |
| G2 | =E | G5 | =K | Att.2 dB | =O | Trm | =R |
| Te3 | =F | Te6 | =L | Tatt.2 | =T | Y | =S |
| G3 | =G | | | Gatt.2 | =V | | |

FIX ←MODES FMT FIX

CLEAR ←CLEAR

INPUT PRG NXT IN INPUT

OBJ→ ←PRG NXT OBJ→

→TAG PRG TYPE→

FUNZIONI COMPARATIVE : PRG TEST

## QUALCHE INTERESSANTE APPROFONDIMENTO

La radiazione elettromagnetica del Sole se viene rivelata sulla superficie della **Terra con una antenna che risolva il SOLE** può essere quantificata da una temperatura di rumore termico definita **Temperatura apparente del Sole e indicata Tapp.**
In Radioastronomia "risolvere il Sole" significa usare una antenna con fascio di radiazione di ampiezza tale da inquadrarlo esattamente.
Su proposta del noto Fisico americano Prof. John D. Kraus è stato accettato di esprimere l'ampiezza Ωe di un fascio di radiazione in gradi quadrati, per un'antenna a disco eguale all'angolo di apertura a –3dB elevato al quadrato, e per una antenna Yagi al prodotto degli angoli di apertura a –3dB nel piano "E" e nel piano "H".
La direttività di una antenna equivale al rapporto tra i gradi quadrati della sorgente isotropica ed Ωe.
I gradi quadrati della sorgente (o antenna) isotropica corrispondono a $360^2 \div 3{,}14 = 41253$ circa.
Come noto il guadagno isotropico di una antenna è definito eguale alla direttività moltiplicata per il rendimento che per antenne amatoriali di piccole dimensioni si considera vicino ad 1.
Il Sole è visto dalla Terra con un angolo di apertura medio di 0,5° pari a 0,25 gradi$^2$ che corrispondono all'area del quadrato circoscritto: ciò che conta però è l'area del cerchio inscritto eguale come noto a $3{,}14 \div 4 = 0{,}7854$ volte l'area del quadrato. L'ampiezza del fascio solare equivale pertanto ad $\Omega e = 0{,}25 \cdot 0{,}7854 = 0{,}1964$ gradi$^2$.
Per risolvere il Sole la direttività dell'antenna sarà di almeno $41253 \div 0{,}1964 = 210.045$, che corrisponde a 53dB. Soltanto una grande antenna a disco possiede queste caratteristiche e considerato che il rendimento medio di queste grandi antenne è intorno a 0,5 il guadagno isotropico deve essere di almeno 50 dB.
Con "Sole calmo" Tapp. varia con la frequenza come indicato nel diagramma a Fig.19/25, dal quale risulta che a 144 MHz Tapp. corrisponde a 1.200.000 K ed a 10 GHz a 7000 K circa.
La relazione tra Tapp. ed SFU (Solar Flux Unit già descritto in queste note) con frequenza espressa in MHz, corrisponde a :

$$\mathbf{Tapp. = 2{,}726 \cdot 10^9 \bullet SFU \div MHz^2} \qquad \textbf{Eq.21/24}$$

Un'antenna amatoriale in genere non è in grado di risolvere il Sole e la temperatura equivalente del rumore solare sarà perciò sempre inferiore a Tapp: per identificarla la si indica Tsun-ant che equivale, con Ωe in gradi$^2$ , a :

$$\mathbf{Tsun\text{-}ant = Tapp. \bullet \Omega e\text{-}Sole \div \Omega e\text{-}antenna} \qquad \textbf{Eq.22/24}$$

Questa espressione torna utile in particolare per verificare il Fattore Y, cioè il rapporto tra l'ampiezza del segnale ricevuto con l'antenna diretta al Sole e lontana dal Sole.
Per un gruppo di 2 antenne Yagi a 15 elementi lunghe 3,5 λ gli angoli di radiazione a –3dB sono H°=32 ed E°=18, quindi con ampiezza del fascio di radiazione Ωe-antenna = $32 \cdot 18 = 576$ gradi$^2$.
Con Ωe-Sole = 0,1964 gradi$^2$ si ottiene dalla Eq.22/24 :
Tsun-ant = $(1.200.000 \cdot 0{,}1964) \div 576 = 409$ K. In fondo a pag. 21 per una particolare condizione operativa a 144 MHz è stato determinato Tsys = 478,3 K ed il Fattore Y risulta :

$$Y = (478{,}3 + 409) \div 478{,}3 = 1{,}86 \text{ pari a } 10 \bullet LOG\ 1{,}86 = 2{,}68 \text{ dB}$$

La verifica a 144 MHz risulta perciò alquanto incerta perché 2,68 dB sono una frazione di punto "S", critici da rilevare. La conferma del Fattore Y misurato rispetto a quello calcolato se non altro confermerà un funzionamento accettabile dell'antenna, considerato che un valore superiore di Y sarà sicuramente da imputare ad una maggiore attività momentanea del Sole.

A microonde l'elevata direttività realizzabile per l'antenna e la costanza relativa di SFU consentono misure del fattore Y più affidabili. Per un paraboloide l'angolo di apertura a –3dB si ricava in gradi con ottima approssimazione dividendo 60° per il valore ottenuto esprimendo il diametro in lunghezze d'onda . Se D è il diametro del paraboloide in metri e $\lambda = 299{,}8 \div$ MHz la lunghezza d'onda in metri l'angolo di apertura in gradi diventa : $6\,0 \cdot \lambda \div D$.

Alla frequenza di 10 GHz pari a 10.000 MHz risulta $\lambda = 299{,}8 \div 10.000 = 0{,}03$ m. Con D = 4 m si ottiene un angolo a –3dB = $60 \cdot 0{,}03 \div 4 = 0{,}45°$ e quindi Ωe-antenna diventa $0{,}45^2 = 0{,}20$ gradi$^2$.

A 10 GHz sempre dal diagramma a Fig.19/25 si ricava Tapp. = 7000 K e risulta perciò possibile calcolare Tsun-ant = $7000 \cdot 0{,}1964 \div 0{,}20 = 6874$ K.

Valutati Ta = 25 K e Tr = 110 K, valori possibili a 10 MHz, e quindi Tsys = 25 + 110 = 135 K si ottiene:

$$Y = (6874 + 135) \div 135 = 51{,}92 \text{ pari a } 10 \bullet \mathrm{LOG}\ 51{,}92 = 17{,}15 \text{ dB !}$$

La differenza del segnale rilevata in questo caso tra il Sole ed il cielo freddo è tale da escludere ogni incertezza della misura.

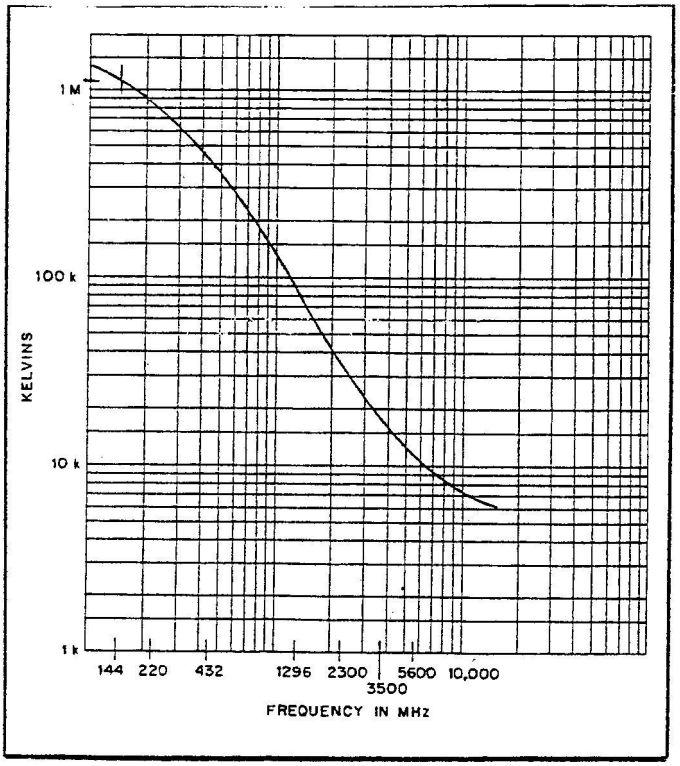


**Fig 19—Apparent sun temperature during "quiet" conditions.**

73 Giacomo I2KWZ