

# **Accuratezza Delle Misure Di Temperatura Di Rumore**

*Sergio Mariotti, Tonino Pisanu, Alessandro Scalambra*

Rapporto Interno IRA 302 / 2000

Revisori: G. Grueff, A. Orfei

<b>INDICE DEL RAPPORTO INTERNO IRA 302 / 2000 .....</b>	<b>1</b>
<b>1. GENERALITÀ .....</b>	<b>3</b>
<b>1.1. PREMESSA .....</b>	<b>3</b>
<b>1.2. OBIETTIVO .....</b>	<b>3</b>
<b>1.3. LISTA SIMBOLI, ACRONIMI E DEFINIZIONI.....</b>	<b>3</b>
<b>2. INCERTEZZE NELLA MISURA DI RUMORE.....</b>	<b>5</b>
<b>2.1. COME SI MISURA LA TEMPERATURA DI RUMORE.....</b>	<b>5</b>
<b>2.2. INCERTEZZE NEL DETERMINARE LA TEMPERATURA DI RUMORE.....</b>	<b>8</b>
<b>2.3. INCERTEZZE DOVUTE AL DISADATTAMENTO D'IMPEDENZA .....</b>	<b>10</b>
<b>2.4. INCERTEZZE DOVUTE ALLE TEMPERATURE ED ALLA LINEARITÀ .....</b>	<b>13</b>
<b>2.5. INCERTEZZE DOVUTE AL CONTRIBUTO DEGLI STADI SUCCESSIVI.....</b>	<b>16</b>
<b>2.6. ESEMPIO DI CALCOLO DI INCERTEZZA.....</b>	<b>18</b>
<b>2.7. ERRORI DOVUTI AD INCORRETTA APPLICAZIONE DELLE DEFINIZIONI.....</b>	<b>21</b>
<b>3. CALIBRAZIONE DEL GENERATORE DI RUMORE .....</b>	<b>24</b>
<b>3.1. IL METODO .....</b>	<b>24</b>
<b>3.2. GLI STRUMENTI – CARICO RAFFREDDABILE MAURY® MT7118A.....</b>	<b>29</b>
<b>3.3. GLI STRUMENTI – CONNETTORI, TRANSIZIONI, E RELAIS COASSIALE.....</b>	<b>31</b>
<b>3.4. GLI STRUMENTI – IL SOFTWARE IN LABVIEW® .....</b>	<b>32</b>
<b>3.5. RISULTATI.....</b>	<b>35</b>
<b>4 CONCLUSIONI.....</b>	<b>39</b>
<b>BIBLIOGRAFIA: .....</b>	<b>40</b>

# 1. Generalità

## 1.1. Premessa

*La domanda, sempre più pressante, di dotare le Antenne di preamplificatori ad alte prestazioni rende necessario sia finalizzare nuove tecniche per misurarne le caratteristiche sia conoscere l'incertezza di misura ed eventualmente diminuirla.*

*È questa l'ottica che rende necessaria la determinazione dell'incertezza nella misura della temperatura di rumore.*

## 1.2. Obiettivo

Lo scopo di questo Rapporto Interno è duplice:

- 1) determinare l'incertezza nella misura della Temperatura di Rumore dei preamplificatori RF ed a Microonde,
- 2) ridurre tale incertezza e fornire linee guida per un'eventuale ulteriore diminuzione.

L'obiettivo è stato raggiunto seguendo diversi percorsi di lavoro: ricerca documentale, approccio analitico, misure sperimentali. Ciascuna di queste distinte strade, ha fornito un contributo fondamentale alla riuscita di questo lavoro; ed ha portato verso una convergenza di risultati.

Da parecchi anni nei laboratori IRA è iniziata la ricerca delle cause di errore nella misure di  $T_e$ . Le informazioni, tramandate verbalmente e sparse, costituiscono bagaglio di esperienze personali, con gli inconvenienti che questo approccio comporta. L'obiettivo di questo RI è anche quello di raggruppare le informazioni e costituire un testo di riferimento interno per coloro che necessitino di eseguire misure di Temperatura di Rumore.

Inoltre, l'analisi delle incertezze, la loro stima e la loro causa costituiscono un lavoro preliminare necessario alla caratterizzazione dell'incertezza del Misuratore di Temperatura di Rumore M.A.M.BO.

## 1.3. Lista Simboli, Acronimi e Definizioni.

**Temperatura di Rumore:** Per semplicità, nel testo, verrà indicata come tale sia la temperatura di rumore disponibile (*available*) generata da una sorgente, sia la Temperatura di rumore equivalente all'ingresso di un amplificatore (o cascata di amplificatori).

**DUT** D.U.T. *Device Under Test* ; il componente (es. amplificatore) che si vuole misurare.

**LNA** L.N.A. *Low Noise Amplifier* ; Preamplificatore

**$T_e$**  Temperatura Equivalente di Rumore all'ingresso del Preamplificatore (DUT) [4]

**$T_h, T_{hot}, T_{on}$**  La Temperatura più calda fra le due possibili del generatore di rumore. [4]

**$T_c, T_{cold}, T_{off}$**  La Temperature più fredda fra le due possibili del generatore di rumore. [4]

**$T_{amb}$**  È la variabile temperatura di rumore fornita da un carico adattato, posto alla temperatura ambiente.

$T_{LN2}$	Temperatura di rumore fornita da un carico adattato, quando viene raffreddato alla temperatura dell'azoto liquido. È una variabile, $> 77^{\circ}\text{K}$ , dipendente dalla temperatura di ebollizione, dall'attenuazione della linea ecc.
$T_1, T_2,$ $T_{12}$	Temperatura di rumore all'ingresso del solo 1° stadio, del solo 2° stadio... Temperatura di rumore complessiva della catena RF.
$Y$	Rapporto di Potenze RF lette all'uscita del DUT quando si commuta l'ingresso prima su $T_c$ poi su $T_h$ [4]
<b>ENR</b>	<i>Excess Noise Ratio</i> , esprime, in dB, la $T_h$ di un generatore di rumore; per la definizione si veda il testo [1], [4], [9].
$P_h, P_H$	Potenza letta all'uscita della catena quando all'ingresso viene fornita $T_h$ .
$P_c, P_C$	Potenza letta all'uscita della catena quando all'ingresso viene fornita $T_c$ .
$\Gamma$	Coefficiente di riflessione (numero complesso).
$\Gamma_{INDEX}$	Coefficiente di riflessione della porta, connettore, componente indicato nell'INDEX
$\rho$	$ \Gamma $
<b>G</b>	Guadagno di Potenza. Per la definizione si rimanda a [4], [11] ed ai testi specialistici
$G_{INDEX}$	Guadagno di Potenza del componente o rete indicato nell'INDEX
$G_{num}$	Guadagno di Potenza del componente o rete espresso in numeri adimensionali (non dB)

**Il valore vero** stimato è la media delle misure. La media viene calcolata sui valori letti ed espressi in “numeri lineari” e non in dB.

**L'incertezza standard** è per definizione la Deviazione Standard Della Media. Essa viene utilizzata nei calcoli di propagazione dell'errore (RSS). Non deve essere confusa con la Deviazione standard di un campione di dati. Da [3] riportiamo l'espressione della deviazione standard di un campione di dati  $\sigma$  e la deviazione standard della media  $\sigma_{\mu}$

$$\sigma := \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_N (x_i - \bar{x})^2} \quad (1.1)$$

$$\sigma_{\mu} := \sqrt{\frac{1}{N \cdot (N-1)} \cdot \sum_N (x_i - \bar{x})^2} \quad (1.2)$$

Si noti che il valore  $\sigma$  dipende dal set di dati raccolti e, per  $N$  sufficientemente grandi, non diminuisce con l'aumentare di  $N$ . Al contrario,  $\sigma_{\mu}$  diminuisce con l'aumentare di  $N$ .

Poiché in genere  $\sigma_{\mu} < \sigma$ , è necessario fare attenzione a falsi ottimismo a proposito dell'accuratezza della misura.

Non si pensi però che per diminuire  $\sigma_{\mu}$  si possa aumentare indiscriminatamente  $N$ ; in quanto diventerebbero evidenti gli effetti non statistici (es. *drift*).

**L'incertezza espansa** è per definizione la deviazione standard della media moltiplicata per un fattore di “copertura” (*coverage factor*)  $k$  al fine di portare il livello di confidenza al 95%. Tipicamente  $k = 2$ .

L'incertezza espansa è quotata nei dati di targa degli strumenti di misura. Per contro, avendo a disposizione l'incertezza quotata in un manuale, nelle specifiche del costruttore, è necessario dividere tale valore per 2 per ottenere il valore di Incertezza standard. [3]

## 2.

# Incertezze nella Misura di Rumore

## 2.1. Come si misura la temperatura di rumore

In accordo con il modello universalmente accettato, un generico quadripolo rumoroso (ad es. un amplificatore) può essere modellato come una rete di due quadripoli in cascata ed indissolubili, formati da un generatore di rumore intrinseco seguito dal quadripolo, non reciproco, e senza rumore (“noiseless”).

La potenza disponibile al connettore di uscita è data dalla nota relazione  $P=KTBG$  dove solo  $T$  esprime le prestazioni in termini di rumorosità della rete in esame.

Il valore di temperatura di rumore  $T$  è la somma algebrica di tutti i contributi non correlati di rumore presenti all’ingresso del quadripolo; in pratica,  $T=T_e+T_{\text{Generatore}}$ . Quindi in Antenna avremo  $T=T_{\text{sys}}=T_e+T_{\text{sky}}$ , mentre in laboratorio, per un LNA il cui ingresso sia chiuso su di un carico posto alla temperatura ambiente avremo  $T=T_e+T_{\text{Source}}=T_e+T_{\text{amb}}$

Per determinare la Temperatura di rumore  $T_e$  si intuisce facilmente che è necessario conoscere l’equazione della retta di fig. 2.1

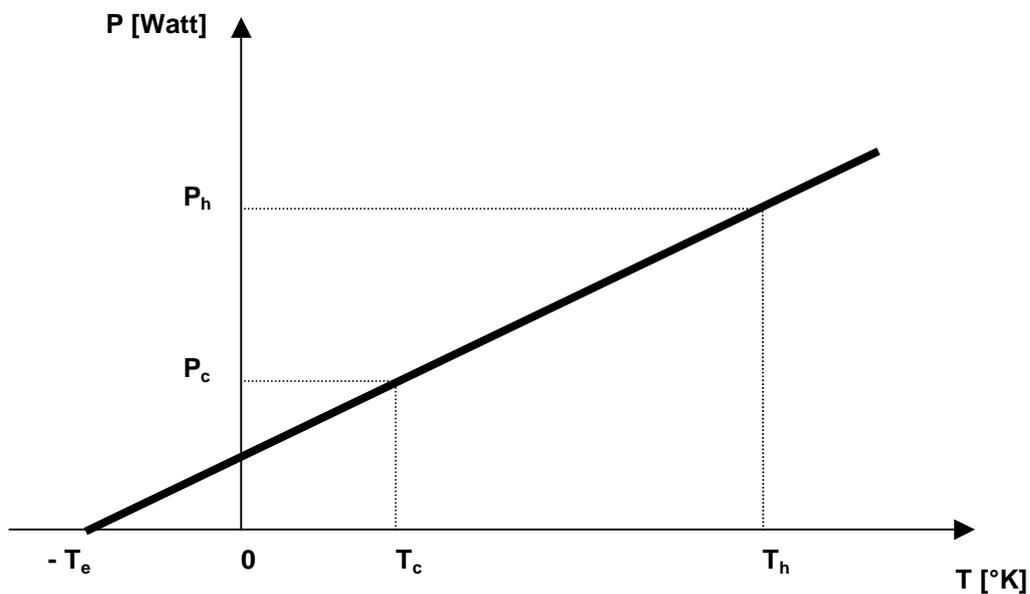


Fig. 2.1 retta per la determinazione di  $T_e$

A tal fine conoscendo le temperature (in gradi °K)  $T_c$ ,  $T_h$ , e le potenze (in Watt)  $P_c$ ,  $P_h$ , si determina il coefficiente angolare:

$$m := \frac{\Delta P}{\Delta T} \quad (2.1)$$

$$m := \frac{P_h - P_c}{T_h - T_c} \quad (2.2)$$

di conseguenza si determina  $T_e$  utilizzando una delle seguenti espressioni:

$$T_e := \frac{P_c}{m} - T_c \quad (2.3)$$

$$T_e := \frac{P_h}{m} - T_h \quad (2.4)$$

$$T_e := \frac{P_h \cdot \Delta T - T_h \cdot \Delta P}{\Delta P} \quad (2.5)$$

Tali espressioni però vengono scarsamente utilizzate, il motivo risiede probabilmente nel fatto che è necessario determinare tramite lettura strumentale la differenza di potenza ( $\Delta P$ ). Storicamente venivano impiegati rivelatori sincroni, quindi è risultato più conveniente misurare di un rapporto anziché una differenza di potenza.

Di conseguenza, è stato necessario esprimere  $T_e$  in funzione di un rapporto di potenze, il “Fattore  $Y$ ”. Benché l’attuale tecnologia permetta una stabilità abbastanza elevata da non rendere necessario l’uso dei rivelatori sincroni, il Fattore  $Y$  rimane tuttora il metodo classico di misura del rumore dei LNA.

Si definisce:

$$Y := \frac{P_h}{P_c} \quad (2.6)$$

dalla (2.5) otteniamo:

$$T_e := \frac{P_h \cdot (T_h - T_c) - T_h \cdot (P_h - P_c)}{P_h - P_c} \quad (2.7)$$

dividendo numeratore e denominatore per  $P_c$  e sostituendo con la (2.6) otteniamo la classica espressione di  $T_e$ :

$$T_e := \frac{T_h - Y \cdot T_c}{Y - 1} \quad (2.8)$$

Come si nota l’espressione (2.8) presuppone la conoscenza delle temperature  $T_c$ ,  $T_h$ , e delle potenze  $P_c$ ,  $P_h$ .

In generale, da un punto di vista ingegneristico, è necessario conoscere la Temperatura di rumore del solo preamplificatore mentre  $T_e$  rappresenta la temperatura di rumore dell’intero sistema ricevitore.

La temperatura di rumore del seguente sistema ( $T_{12}$  nella seguente figura 2.2) è legata a quella di  $T_2$  dalla seguente relazione:

$$T_{12} := T_1 + \frac{T_2}{G_1} \quad (2.9)$$

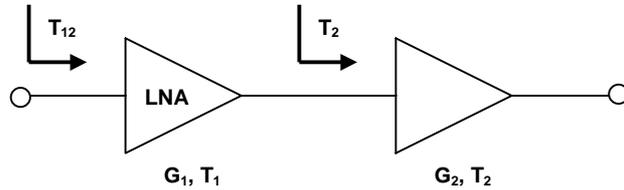


fig. 2.2 stadi di amplificazione in cascata

dove  $T_{12}$  assume il significato di  $T_e$ .

Si intuisce quindi che l'incertezza di misura  $T_1$  sarà affetta, fra l'altro, anche dall'incertezza associata a  $T_2$  e  $G_1$ .

Nel caso in cui, come avviene nell'osservazione astronomica, sia necessario conoscere solamente la  $T_{sys}$ , l'espressione della stessa legata al coefficiente angolare "m" è da preferirsi in quanto richiede di conoscere un termine in meno,  $T_c$ . Tale termine, coincidente in questo caso con la temperatura del cielo, sarebbe peraltro soggetto ad instabilità (*drift*).

Poiché :  $T_{sys} := T_c + T_e$  dalla (2.3) otteniamo che:

$$T_{sys} := \frac{P_c}{m} \quad (2.10)$$

dove "m" viene determinato dalla (2.1) e non dalla (2.2) poichè la "marca" di rumore (generatore di rumore a stato solido + accoppiatore direzionale da 30 o più dB) fornisce un "salto" noto di temperatura  $\Delta T$ . La (2.2) richiederebbe invece la conoscenza di  $T_h$  e  $T_c$ .

## 2.2. Incertezze nel determinare la Temperatura di rumore

Come si può intuire dalla seguente figura le cause che possono produrre errore nella misura di  $T_e$  sono principalmente dovute alle incertezze sulla determinazione di  $T_c$ ,  $T_h$ ,  $P_c$ ,  $P_h$  e all'errore di linearità, dovuta generalmente ad una compressione dei livelli più alti di potenza dell'intero sistema dall'LNA, al Detector, al convertitore A/D.

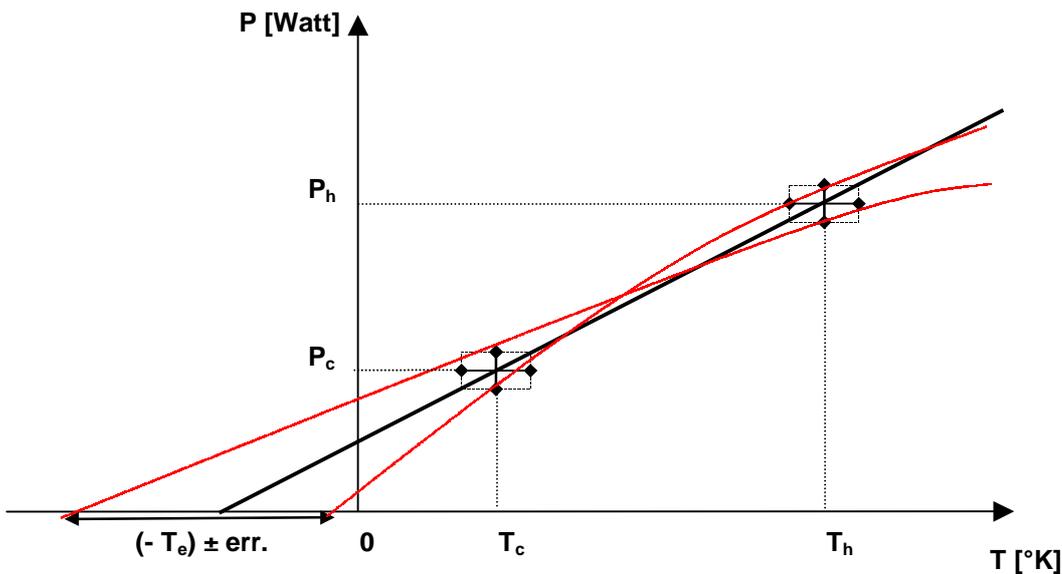


Fig. 2.3 Cause d'errore: Incertezza delle Temperature, Errori di Lettura e non-linearità

Dal grafico si deduce che per aumentare l'accuratezza di  $T_e$  è necessario sia ridurre l'incertezza associata ai quattro parametri  $T_c$ ,  $T_h$ ,  $P_c$ ,  $P_h$  sia "allontanare"  $T_c$  da  $T_h$ . D'altro canto per scongiurare errori di non-linearità è necessario invece diminuire il più possibile le temperature campioni, soprattutto la più alta  $T_h$ .

È necessario peraltro dettagliare le cause responsabili dell'incertezza su  $T_c$ ,  $T_h$ ,  $P_c$ ,  $P_h$ : esse sono diverse per tipo e natura così come sono differenti i metodi adottati in questo lavoro per quantificarle e minimizzarle; tali metodi sono principalmente due:

1. determinazione delle cause e loro quantificazione con metodo analitico; ciò comporta, ove possibile, la trasformazione dell'incertezza in errore sistematico quindi successivo annullamento da parte del software di misura.
2. diminuzione dell'incertezza tramite accurata calibrazione dell'hardware.

Quest'ultimo punto costituisce la parte più impegnativa del lavoro ed è oggetto del capitolo 3 in questo R.I.

Altre cause di errore, di carattere pratico, difficilmente quantificabili, riguardano l'abilità dell'operatore nell'eseguire le connessioni, nello scegliere gli accessori, nell'eseguire le misure e nel valutare criticamente la qualità della strumentazione; disattendere questo aspetto pregiudica l'accuratezza e la riproducibilità della misura.

Tali fonti di errore spaziano per esempio dal serraggio e pulizia delle connessioni, alla schermatura dei cavi, al controllo accurato della temperatura ambiente alla presenza di segnali spurii e/o oscillazioni, alla DC residua emessa dal generatore di rumore ecc.

Nella seguente tabella, vengono riportati i criteri pratici ( i “trucchi del mestiere”) da adottare per ottenere la massima accuratezza di misura:

<b>Causa d'Incertezza</b>	<b>Effetto su</b>	<b>Problemi Tipici e Criteri per Risolverli</b>
<b>Generatore Di Rumore ( Testina )</b>	$T_h$ , Integrità	Connettore coassiale: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Prima di avvitare controlla la <b>pulizia e l'integrità dei contatti</b>.</li> <li>• Quando si avvita e svita ruotare solamente la ghiera del Plug.</li> <li>• <b>Non ruotare mai il corpo della “Testina”</b></li> <li>• <b>Non ruotare mai il pin centrale</b> maschio nel contatto a tulipano della femmina.</li> <li>• Dopo l'uso <b>proteggere il connettore coassiale</b> con tappo e riporre con cautela in luogo sicuro</li> </ul>
	$T_c$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Attendere che si stabilizzi la <b>temperatura fisica della Testina</b></li> <li>• <b>Alimentazioni prolungate riscaldano la Testina</b>: considerare l'effetto nei calcoli e/o nel software di controllo.</li> </ul>
	$T_h$ , $T_c$	Verifiche una-tantum: <ul style="list-style-type: none"> <li>• dell'adattamento d'impedenza : il meglio possibile</li> <li>• Non deve essere presente DC in uscita</li> <li>• Controllo accurato dei connettori RF, (pin centrale al microscopio)</li> </ul>
<b>Disadattamento</b>	$T_2, G_1$	<b>Inserire Isolatore a ferrite prima del Mixer</b>
<b>Non linearità</b>	Accuratezza di Y	<b>Detector:</b> livello della tensione < 1 mV per performances ottime < 10 mV per buone performances <ul style="list-style-type: none"> <li>• Regolare l'attenuatore step in Calibrazione</li> <li>• Regolare l'attenuatore compensativo in misura</li> </ul>
		Controllare sempre la presenza di <b>auto oscillazioni</b> con S.A.
		Controllare sempre presenza di <b>Saturazione</b>
		Attendere <b>warm-up</b> strumenti
<b>Conversione di Frequenza</b>	Risposte Spurie, Accuratezza di Y	<b>Rumore del Generatore L.O.:</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilizzare <b>mixers ad alto isolamento</b> L-R ed L-I</li> <li>• Scegliere una <b>banda IF appropriata</b></li> </ul>
		<b>Conversioni Spurie:</b> con LNA a banda molto larga e/o a bassa frequenza, verificare che: $n \cdot F_{LO} \pm F_{IF}$ non venga convertita, eventualmente filtrare.
		<b>Frequenze millimetriche:</b> Controllare che al mixer arrivi <b>sufficiente potenza</b> di L.O.
<b>Cavi</b>	EMI, EMC, Stabilità	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilizzare sempre <b>cavi coassiali con doppia schermatura</b> e di qualità adeguata alla frequenza di lavoro.</li> <li>• Controllare l'integrità dei <b>cavi LO ed IF</b>.</li> </ul>
<b>Fattore Y</b>	Accuratezza	In linea di massima utilizzare <b>1.5&lt;Y&lt;3</b> . Ulteriori informazioni nel testo.
<b>Velocità Delle misure</b>	Ripple della traccia	Scelta ragionata di: <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Banda Passante IF</b></li> <li>• <b>Costante di Tempo</b></li> <li>• <b>Numero delle medie</b></li> </ul>

### 2.3.

## Incertezze dovute al disadattamento d'impedenza

Gli effetti, spesso indesiderati, dovuti ai disadattamenti dei componenti RF sono molteplici, complicati da analizzare ed influiscono su tutte le prestazioni della catena di componenti. Rispetto al caso ideale con adattamento d'impedenza perfetto (coefficiente di riflessione  $|\Gamma| = 0$ ) nel caso realistico  $0 < |\Gamma| < 1$ , non solo aumenta l'incertezza sulla misura di  $T_c$ , ma variano addirittura il valore della misura stessa, del Guadagno, di  $IP_3$ ; in generale variano tutte le prestazioni di ogni componente che costituisce la catena RF.

Per analizzare, seppur limitatamente, gli effetti del disadattamento d'impedenza, è conveniente richiamare alcune definizioni di Potenza RF.

La potenza RF fornita da una sorgente (*source*) ad un carico (*load*) può assumere varie espressioni relativamente al contesto nel quale si trova il circuito e in base all'interesse dell'operatore.

Ad esempio si può porre la domanda: che potenza investe un carico collegato ad un generatore?

Notare che inviando ad un carico la potenza incidente  $P_i$ , il carico rifletterà una potenza  $|\Gamma_L|^2 \cdot P_i$ .

La risposta può essere soggettiva e dipendere da quale definizione di potenza riteniamo più adatta allo scopo.

Una risposta può essere: al carico viene inviata una potenza incidente  $P_i$ .

Ma è altrettanto corretto rispondere che il carico dissipa una potenza  $P_d = P_i (1 - |\Gamma_L|^2)$  (2.11).

Certamente  $P_i \neq P_d$ .

A complicare ulteriormente la faccenda, e contrariamente a ciò che si può intuire, la stessa potenza incidente  $P_i$  è funzione del coefficiente di riflessione del carico  $\Gamma_L$ ,

$$P_i := \frac{(|b_s|)^2}{(|1 - \Gamma_S \cdot \Gamma_L|)^2} \quad (2.12)$$

Dove  $|b_s|^2$  rappresenta la potenza generata internamente dalla sorgente.

Le relazioni descritte sopra per le potenze valgono ovviamente anche per le temperature di rumore  $T_h$  e  $T_c$  prodotte dal generatore di rumore.

Il fatto che le temperature  $T_h$  e  $T_c$  dipendano dai coefficienti di riflessione del carico e del generatore non costituiscono di per se una fonte d'incertezza, ma solo una scomodità in quanto è necessario misurarli con un VNA (analizzatore di reti vettoriale), poi utilizzarli in complicati algoritmi di correzione.

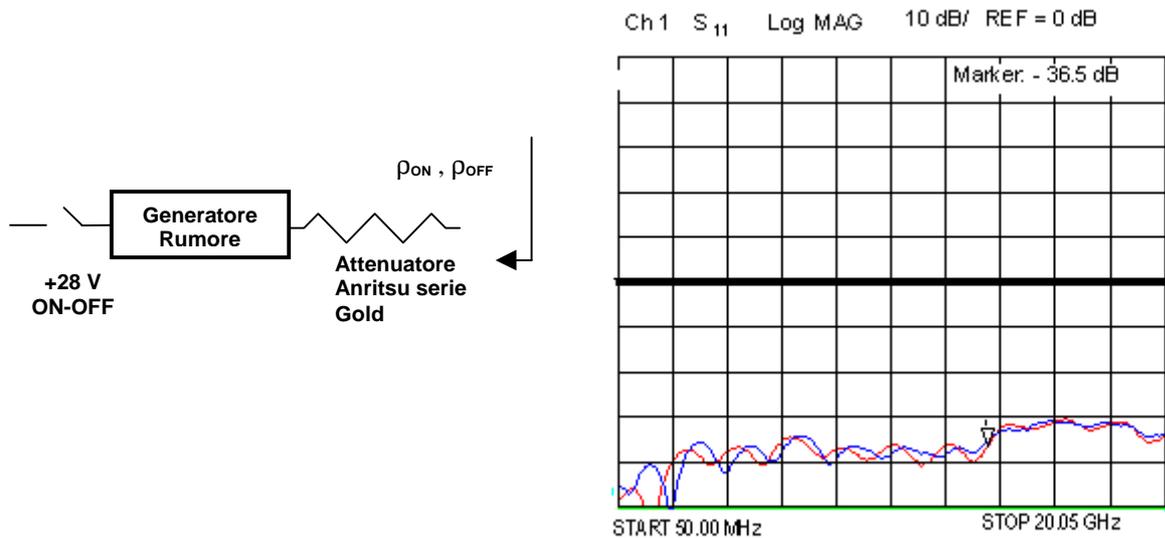
Data la difficoltà di misura, e di trattamento dei dati ( $\Gamma$  non è una variabile reale bensì un array di numeri complessi), nella pratica spesso viene considerato solo il modulo del coefficiente di riflessione  $\rho = |\Gamma|$  perdendo quindi l'informazione della fase. Inoltre, sovente, quale "figura" di qualità, viene fornito solamente il  $\rho_{MAX}$  nel range di frequenza d'utilizzo, scaricando quindi anche l'informazione di frequenza.

Ebbene l'utilizzo di  $\rho_{MAX}$  in alternativa a  $\Gamma$  costituisce una comodità nei calcoli ma anche una fonte d'incertezza da considerare.

Non esiste un'unica espressione in "close form" che contenga in sé tutti gli effetti del disadattamento, sulla Temperatura di rumore e sulla relativa incertezza, esistono però criteri che possiamo adottare per ridurre al minimo tali effetti.

Dalla (2.12) notiamo che con il prodotto  $\Gamma_S \cdot \Gamma_L = 0$  annulliamo qualsiasi effetto dovuto al disadattamento. Inseguendo tale obiettivo, nel sistema MAMBO è stata raggiunta la condizione  $\Gamma_S \approx 0$ , fissando in cascata, ed in modo indissolubile al generatore di rumore *Hewlett Packard*<sup>®</sup> mod. **hp346C** un attenuatore di precisione 10 dB serie *Gold* prodotto da *Anritsu*<sup>®</sup>. Tale attenuatore che

sul mercato mondiale risulta essere quello con il migliore adattamento, oltre che limitare il valore ENR da 15 dB al valore più consono ENR=5 dB, minimizza il valore di  $\Gamma_{\text{NOISE SOURCE}}$  e fissa un limite di qualità e prestazioni non superabili ne da isolatori a ferrite ne da nessun altro componente RF in tecnologia coassiale.



**Fig. 2.4 Adattamento d'impedenza Attenuatore + Generatore Di Rumore ON, OFF**

Comunque quando possibile, l'inserzione di un isolatore a ferrite prima del DUT e/o del mixer, diminuendo  $\Gamma_L$ , contribuisce ulteriormente a diminuire il prodotto  $\Gamma_S \cdot \Gamma_L$ .

C'è un altro effetto, seppur spesso di limitata intensità, che i coefficienti di riflessione diversi da zero tendono a creare.

Il rumore  $T_e$  presente all'ingresso del DUT viene "inviato all'indietro" verso il Generatore di rumore, il quale se ha un  $\Gamma_{\text{NOISE SOURCE}} > 0$ , riflette una parte di tale rumore. Da un punto di vista fisico, il generatore di rumore ha una emissione di corpo nero non perfetto, pari alla propria temperatura moltiplicato per la propria emissività più la propria riflettività moltiplicata per la temperatura del DUT che sta "vedendo".

Nel caso particolare dove quest'ultimo effetto sia trascurabile, e dove i disadattamenti siano contenuti ( $|\text{Return Loss DUT}| + |\text{Return Loss Generatore}| > 25 \text{ dB}$ ), l'espressione dell'errore massimo "worst case" introdotto dai disadattamenti vale: [4]

$$\Delta F(\text{dB}) := 10 \cdot \log \left[ \frac{1}{\left( \left| 1 - \rho_{\text{NS}} \cdot \rho_{\text{DUT}} \right| \right)^2} \right] \quad (2.13)$$

Che espresso in Temperatura di Rumore diventa:

$$\Delta T_e := \left[ \frac{1}{\left( \left| 1 - \rho_{\text{NS}} \cdot \rho_{\text{DUT}} \right| \right)^2} - 1 \right] \cdot (290 + T_e) \quad (2.14)$$

Il disadattamento d'impedenza produce effetti sensibili anche sul Guadagno del DUT ( e di tutti i quadripoli in genere – amplificatori, filtri, ecc.), esistono almeno 4 definizioni diverse di Guadagno, per nessuna di esse il Guadagno è una proprietà caratteristica del solo DUT.

Le definizioni comprendono sempre  $\Gamma_S$  e/o  $\Gamma_L$  e coincidono fra loro nel caso particolare, e da noi sempre ricercato, di perfetto adattamento d'impedenza.

In generale il caso di una misura di Guadagno di un DUT con Analizzatore di Reti, (dove viene creata una condizione di adattamento d'impedenza quasi ideale) fornirà un risultato diverso dalla misura di Guadagno fatta con il misuratore di rumore (MAMBO) dove la sorgente è ben adattata ma il carico, che è costituito da un mixer, è scarsamente adattato.

Inserendo un isolatore a ferrite all'ingresso del mixer, che ne minimizza il coefficiente di riflessione, le misure di Guadagno coincideranno ed il *ripple* sarà limitato.

A sua volta, anche la temperatura di rumore del mixer varierà al variare dell'impedenza della sorgente "vista" dal mixer stesso. Un mixer alimentato da un generatore di rumore ben adattato ha una Temperatura di rumore diversa dallo stesso mixer alimentato dal DUT. Anche in questo caso l'isolatore a ferrite minimizza l'effetto.

La fig. 2.6 mostra il valore dell'errore "worst case" dovuto al disadattamento d'impedenza in funzione del disadattamento stesso. Il calcolo è stato effettuato applicando la 2.14 in un foglio elettronico MS Excel.

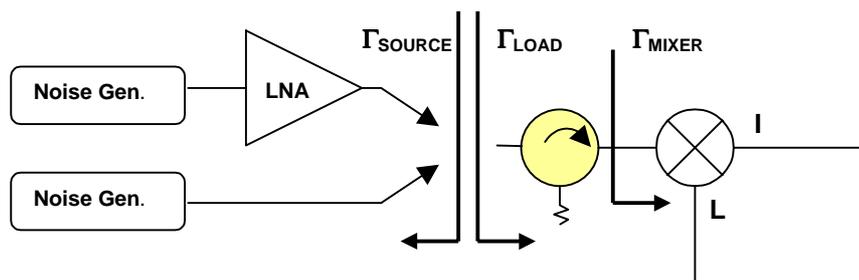


Fig. 2.5 L'isolatore diminuisce il coefficiente di riflessione del Mixer.

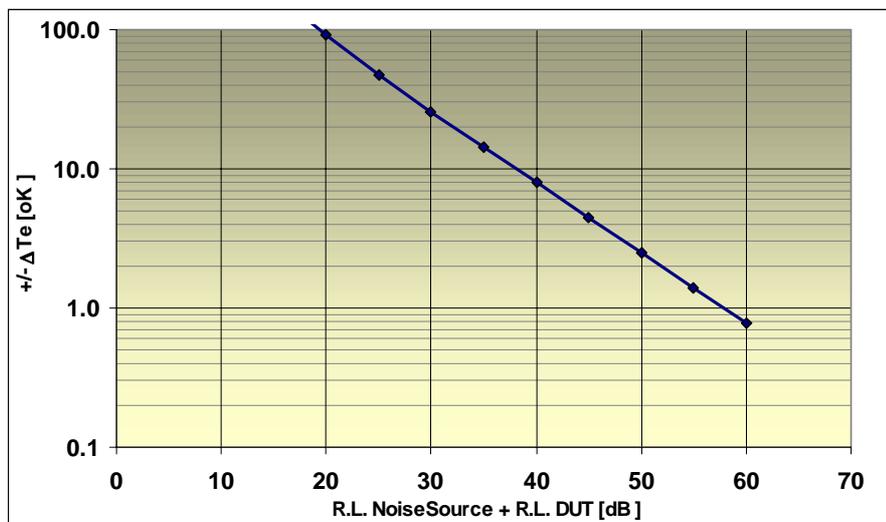


Fig 2.6 Errore introdotto dal disadattamento

## 2.4. Incertezze dovute alle temperature ed alla linearità

La procedura adottata per determinare l'incertezza di una funzione quando si conoscono le incertezze delle sue variabili, è lo sviluppo in serie di Taylor [3], [6]. Tale metodo è conosciuto anche come "equazione di propagazione degli errori". Può essere approssimato al primo ordine quando le variabili sono indipendenti fra loro, in caso contrario è necessario tenere in conto dei prodotti misti.

Il metodo volge a conoscere le derivate parziali in modo da conoscere la "sensibilità" alla variazione di ogni singolo termine dell'equazione.

Applicando tale metodo alla (2.8), e considerando che  $\sigma_Y$  possa essere correlata con sia con  $\sigma_{T_h}$  sia con  $\sigma_{T_c}$ , otteniamo l'equazione:

$$\sigma_{T_e}^2 := \sigma_{T_h}^2 \cdot \left( \frac{\delta T_e}{\delta T_h} \right)^2 + \sigma_{T_c}^2 \cdot \left( \frac{\delta T_e}{\delta T_c} \right)^2 + \sigma_Y^2 \cdot \left( \frac{\delta T_e}{\delta Y} \right)^2 + 2 \cdot \sigma(Y, T_c) \cdot \frac{\delta T_e}{\delta Y} \cdot \frac{\delta T_e}{T_c} + 2 \cdot \sigma(Y, T_h) \cdot \frac{\delta T_e}{\delta Y} \cdot \frac{\delta T_e}{T_h} \quad (2.15)$$

nel caso (estremamente pessimistico) di interdipendenza totale (correlazione =1) fra  $\sigma_Y$  con  $\sigma_{T_h}$  e  $\sigma_{T_c}$ , i valori delle covarianze valgono rispettivamente :

$$\sigma(Y, T_h)^2 := \sqrt{\sigma_Y^2 \cdot \sigma_{T_h}^2} \quad (2.16)$$

$$\sigma(Y, T_c)^2 := \sqrt{\sigma_Y^2 \cdot \sigma_{T_c}^2} \quad (2.17)$$

risolvendo la 2.15 otteniamo:

$$\sigma_{T_e}^2 := \left( \frac{\sigma_{T_h}}{Y-1} \right)^2 - \left( \frac{\sigma_{T_c} \cdot Y}{Y-1} \right)^2 + \left[ \sigma_Y \cdot \frac{T_c - T_h}{(Y-1)^2} \right]^2 + 2 \cdot \sigma(Y, T_c)^2 \cdot \left[ \frac{T_c - T_h}{(Y-1)^2} \right] \cdot \left( \frac{-Y}{Y-1} \right) + 2 \cdot \sigma(Y, T_h)^2 \cdot \left[ \frac{T_c - T_h}{(Y-1)^2} \right] \cdot \left( \frac{1}{Y-1} \right) \quad (2.18)$$

L'Analisi del peso di ciascun addendo, attuata tramite la sostituzione con valori plausibili, mostra che la somma dei termini misti rimane inferiore al 10% del più influente dei primi tre addendi. Considerando inoltre che in pratica, le covarianze sono molto inferiori a quanto indicato nelle 2.16 e 2.17, a maggior ragione riteniamo di poter trascurare i termini misti. Pertanto possiamo scrivere:

$$\sigma_{T_e} := \sqrt{\left( \frac{\sigma_{T_h}}{Y-1} \right)^2 + \left( \frac{\sigma_{T_c} \cdot Y}{Y-1} \right)^2 + \left[ \frac{\sigma_Y \cdot (T_c - T_h)}{(Y-1)^2} \right]^2} \quad (2.19)$$

Dove:

$\sigma_{T_h}$  : combinazione dell'incertezza standard assoluta della temperatura calda (es. ENR del Generatore di Rumore) e dell'incertezza assoluta dovuta al disadattamento ( $\Gamma_{\text{Noise Generator Hot}}$  vs.  $\Gamma_{\text{DUT}}$ )

$\sigma_{T_c}$  : combinazione dell'incertezza standard assoluta della temperatura fredda (es. temperatura ambiente) e dell'incertezza assoluta dovuta al disadattamento ( $\Gamma_{\text{Noise Generator Cold}}$  vs.  $\Gamma_{\text{DUT}}$ )

$\sigma_Y$  : Combinazione dell'errore di linearità e dell'incertezza assoluta di lettura del misuratore di rumore (es. MAMBO).  
Attenzione! Utilizzare valori numerici, non dB !

Con l'uso del generatore di rumore allo stato solido, quando siano verificate le condizioni ottimali di adattamento d'impedenza e calibrazione, i valori tipici delle incertezze sono i seguenti:

$\sigma T_h$  circa 5-10 °K.

$\sigma T_c$  circa 0.3°K, se  $T_c$  è misurato con termometro digitale.

limitatamente all'errore dovuto allo scostamento dalla legge quadratica,  $\sigma Y$  è stato ridotto al valore di picco 0.04dB (0.9%) pari ad un valore tipico 0.025 dB (0.6%) mediante una intensiva ed accurata cura del detector che ha contemplato la selezione, la termostatazione e la caratterizzazione della funzione di trasferimento.

La scelta del detector è stata compiuta spaziando fra varie tecnologie (Schottky, Tunnel, FET, ecc), in base alle prestazioni ed in base al contenitore. È stato scelto il modello **hp8741D** collegato stabilmente ad una resistenza di carico ad hoc fornita dal produttore con lo scopo di massimizzare il range quadratico.

La temperatura ha un effetto importante su tutti i detector ed in misura diversa dipendentemente dalla tecnologia. Un valido metodo per abbattere gli effetti legati alla temperatura è la termostatazione. Il detector è stato ricoperto da uno strato di schiuma termoisolante (Styrofoam), a sua volta tale schiuma è stata ricoperta con un mantello metallico termostato alla temperatura di circa 45 °C tramite resistenze riscaldatrici e termostato bimetallo. Si realizza così una termostatazione con grande costante termica.

È stata eseguita una accurata caratterizzazione della curva di trasferimento, che ha permesso di inserire una correzione software che consente di estendere il "range" dinamico quadratico dalla TSS fino a potenze di ingresso pari a circa -10 dBm contro i classici -20 dBm.

La descrizione precisa della metodologia applicata nella caratterizzazione del detector sarà argomento di un prossimo Rapporto Interno, comunque si riporta in fig.2.6 un esempio del risultato ottenibile con la correzione software.

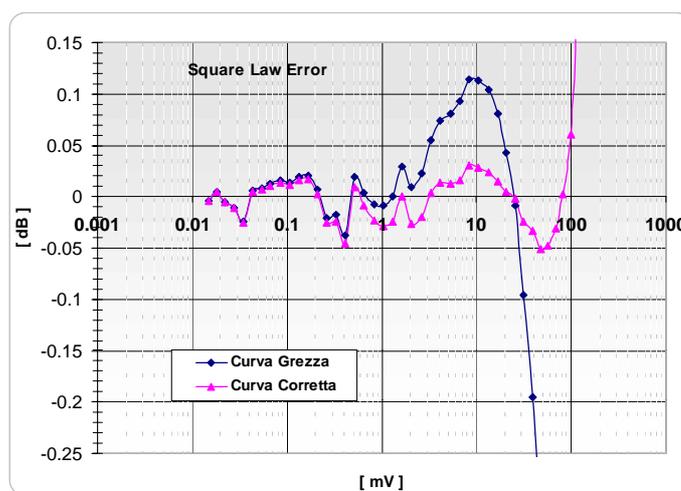


Fig. 2.7 La correzione software estende il range quadratico del detector.

Come si può notare dalla (2.19) per minimizzare  $\sigma T_e$  si può sia aumentare  $Y$ , operazione che ridurrebbe i primi due addendi, sia diminuire  $|T_c - T_h|$  che ridurrebbe solo il terzo addendo. D'altra parte, ridurre  $|T_c - T_h|$  significa di fatto diminuire  $Y$ .

L'analisi per cercare il valore ottimale  $Y$  diventa pertanto complicata, a tal scopo è stata condotta, in un foglio elettronico MS Excel, una simulazione. Data una serie di valori  $Y$ , da 1 a 4, è stato introdotto un errore su ciascun valore  $Y$  (0.2%, poi 1%), e dopo aver fissato il parametro "salto di temperatura" (77-300°K, poi 300-900°K) è stato calcolato l'errore relativo commesso determinare  $T_e$ .

Il risultato grafico mostra l'andamento dell'errore percentuale sia in funzione di  $Y$  sia in funzione di  $T_e$ , i parametri sono il salto di temperatura (carico freddo, 77-300°K e Generatore di Rumore a stato solido, 300-900°K) e l'incertezza  $\sigma Y/Y$  (rispettivamente 0.2% e 1.0%).

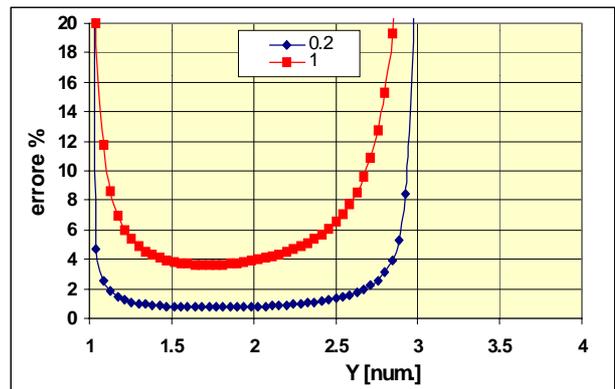
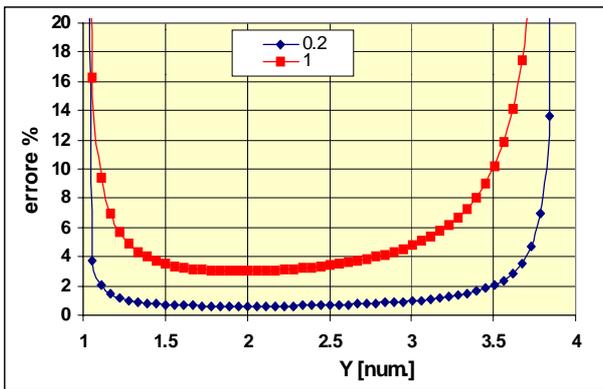


Fig. 2.8  $\sigma T_e/T_e$  per salto 77-300°K (sinistra) e 300-900°K (destra). Parametro  $\sigma Y/Y=0.2\%$  e  $\sigma Y/Y=1\%$

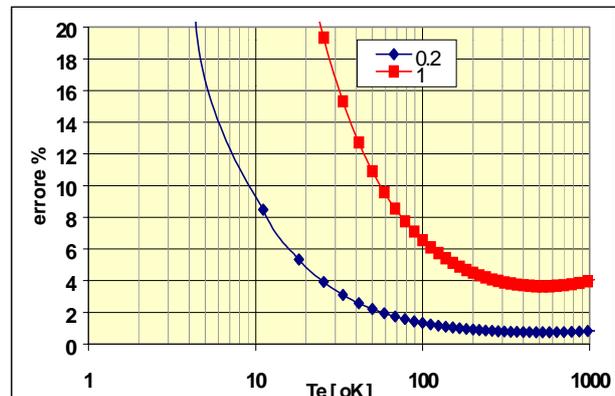
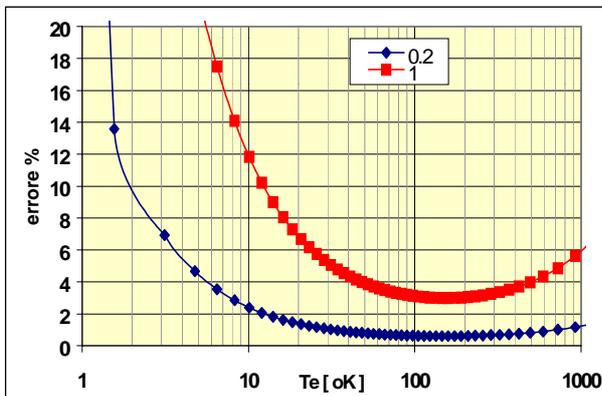


Fig. 2.9  $\sigma T_e/T_e$  per salto 77-300°K (sinistra) e 300-900°K (destra). Parametro  $\sigma Y/Y=0.2\%$  e  $\sigma Y/Y=1\%$

È evidente dall'analisi dei precedenti grafici che per ottenere la maggiore accuratezza di misura, e dopo aver fissato il salto di temperatura ad alcune centinaia di °K, risulta conveniente, utilizzare un fattore  $Y \cong 2$ . In generale la scelta viene eseguita una tantum, scegliendo il valore ENR del generatore di rumore al momento dell'acquisto.

Sempre dall'analisi dei precedenti grafici notiamo come l'errore relativo cresca molto rapidamente con il diminuire della  $T_e$ . La successiva figura mostra un esempio dell'andamento tipico dell'errore assoluto e dell'errore relativo al variare della  $T_e$  calcolato in base ad una non-linearità pari a 0.6% (0.03 dB).

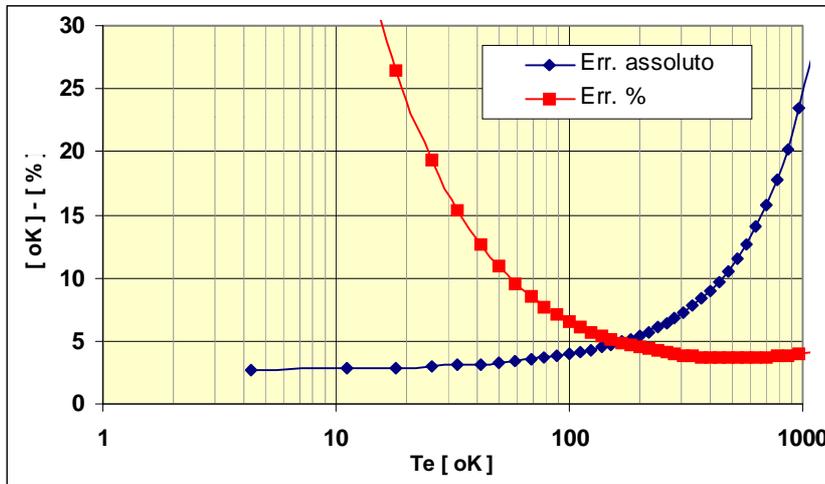


Fig. 2.10 Errori assoluto e percentuale in funzione di  $T_e$

Da fig. 2.9 notiamo che per  $T_e$  molto basse (es. inferiori a 20°K), per ottenere incertezze di misura limitate è necessario diminuire la  $T_c$ . In un sistema dove un LNA è piazzato in Dewar, diventa possibile ottenere  $T_c$  basse fino a 20°K; tale metodo consiste nell'inserire a monte del DUT un attenuatore raffreddato a temperature criogeniche [8].

La fig. 2.10 mostra il l'errore di misura introdotto dall'errore di non-linearità tipico pari a 0.6 % (0.025 dB).

## 2.5. Incertezze dovute al contributo degli stadi successivi

La misura del rumore con il fattore Y comprende il rumore totale del sistema, dal DUT al convertitore A/D. Per la caratterizzazione del solo DUT, in laboratorio, è prassi comune detrarre il rumore introdotto dallo strumento misuratore di rumore (MAMBO). Questa operazione comporta una prima fase, detta di calibrazione, atta a misurare la Temperatura di Rumore intrinseca del MAMBO stesso ed una seconda fase atta a detrarre in modo opportuno tale rumore. Quest'ultima operazione introduce una ulteriore incertezza di misura. Per analizzare e quantificare tale incertezza si procede con lo stesso metodo analitico utilizzato nel precedente paragrafo applicando le derivate parziali.

Dalla (2.9) possiamo scrivere:

$$T_1 := T_{12} - \frac{T_2}{G_1} \quad (2.20)$$

Derivando otteniamo:

$$\Delta T_1 := \Delta T_{12} \cdot \frac{\delta T_1}{\delta T_{12}} + \Delta T_2 \cdot \frac{\delta T_1}{\delta T_2} + \Delta G_1 \cdot \frac{\delta T_1}{\delta G_1} \quad (2.21)$$

Risolviendo la precedente espressione per la deviazione standard otteniamo:

$$\sigma T_1 := \sqrt{(\sigma T_{12})^2 + \left(\frac{\sigma T_2}{G_1}\right)^2 + \left(\sigma G_1 \cdot \frac{T_2}{G_1}\right)^2} \quad (2.22)$$

Dove:

$\sigma T_{12}$ : assume genericamente il significato di  $\sigma T_e$  descritto nel precedente paragrafo.

$\sigma T_2$ : combinazione dell'incertezza della temperatura fredda  $T_2$  e dell'incertezza dovuta al disadattamento ( $\Gamma_{\text{Noise Generator}}$  Hot, Cold VS.  $\Gamma_{\text{Mixer}}$ )

$\sigma G_1$ : Incertezza nel determinare  $G_1$ .

Notare che il secondo ed il terzo addendo possono essere minimizzati sia con bassi valori di  $T_2$  (caratteristica particolarmente curata in MAMBO), sia con valori relativamente alti di  $G_1$ , condizione quest'ultima che viene rispettata quasi sempre.

L'errore di disadattamento, viene minimizzato utilizzando un Generatore Di Rumore con bassissimo coefficiente di riflessione ( $\Gamma_{\text{Noise Generator}}$ ) e minimizzando il coefficiente di riflessione del mixer ( $\Gamma_{\text{Mixer}}$ ) inserendo un isolatore a ferrite (circolatore).

È dimostrabile che l'espressione della deviazione standard relativa  $\sigma G_1/G_1$  è la seguente:

$$\frac{\sigma G_1}{G_1} := \sqrt{\left(\frac{\sigma P_{1on}}{P_{1on} - P_{1off}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma P_{1off}}{P_{1on} - P_{1off}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta att (dB)}{10^{10} - 1}\right)^2} \quad (2.23)$$

Dove:

$P_{1on}, P_{1off}$ , sono le letture di potenza con generatore di rumore spento poi acceso in calibrazione. [10]

$\Delta att (dB)$ , errore residuo di attenuazione dell'attenuatore che serve ad eguagliare i livelli al detector sia in calibrazione sia in misura (attenuatore "compensativo").

Nella maggior parte dei casi pratici i primi 2 addendi possono essere trascurati a patto che:

1. venga utilizzato, come avviene, un convertitore A/D con sufficiente risoluzione
2. il valore letto sia ben superiore al rumore strumentale
3. l'errore di linearità sia fortemente limitato
4. l'incertezza dovuta al disadattamento sia fortemente limitata (utilizzo di isolatori a ferrite).

Quindi si può affermare di fatto, che l'incertezza nella determinazione del guadagno del DUT sia dipendente solamente dall'incertezza dell'attenuatore a step "compensativo" contenuto all'interno di MAMBO. [10]

Tale attenuatore è stato particolarmente curato e misurato in ogni suo scatto (*step by step*). La sua calibrazione è stata scritta in un file e viene utilizzata dal software di comando di MAMBO. L'incertezza residua di attenuazione è contenuta in  $\pm 0.08$  dB rms in un range di scatti da 0 a 63 dB. Comunque, nella maggior parte dei casi che si verificano in pratica, i valori tipici di  $T_2$  sono sufficientemente piccoli e quelli di  $G_1$  sono sufficientemente grandi da rendere il terzo addendo della (2.22) trascurabile.

## 2.6. Esempio di calcolo di incertezza

Di seguito si riporta a titolo di esempio il calcolo dell'incertezza applicando le formule descritte nei paragrafi precedenti. I dati sono di entità tipica e plausibile per componentistica RF.

- **Dati:**

Si consideri che il misuratore di rumore MAMBO abbia le seguenti caratteristiche:

$T_2 =$	557 °K	(Fattore Y = 1.700, in calibrazione)
Errore Linearità	0.1 dB	
Return Loss	- 5 dB	
Errore Attenuatore	0.16 dB	

Il Generatore di Rumore con le seguenti caratteristiche:

$T_{\text{cold}} =$	300 °K	$\pm 0.5$ °K
$T_{\text{hot}} =$	900 °K	$\pm 0.1$ dB
Return Loss =	- 25 dB	

E che la misura di un LNA fornisca i seguenti dati:

G =	20 dB	
$T_e =$	52.9 °K	(Fattore Y = 2.700, in misura)
Input R.L. =	- 10 dB	

- **Soluzione:**

In accordo con le indicazioni contenute in [2] le incertezze quotate nei dati sono considerate incertezze Espanse e devono essere divise per 2, per ottenere l'incertezza standard da utilizzare nelle somme RSS.

Calcolo dell'incertezza sulla  $T_{\text{hot}}$  dovuta al Generatore di Rumore

$$\sigma T_{\text{hot\_gen}} := 900 \cdot \frac{\left( \frac{0.1}{10^{10}} - 1 \right)}{2} = 10.4 \text{ [°K]}$$

e l'incertezza sulla  $T_{\text{hot}}$  dovuta al disadattamento:

$$\rho_S := 10^{\frac{-25}{20}} = 0.056, \quad \text{analogamente } \rho_L = 0.316$$

$$\sigma T_{\text{hot\_dis}} := 0.5 \cdot \left[ \frac{1}{(1 - 0.056 \cdot 0.316)^2} - 1 \right] \cdot (290 + 52.9) = 6.23 \text{ [°K]}$$

l'incertezza  $\sigma T_{\text{hot}}$  sarà la somma RSS:

$$\sigma T_{\text{hot}} := \sqrt{6.23^2 + 10.4^2} = \mathbf{12.1 \text{ [°K]}} \quad \sigma T_{\text{cold}} := \sqrt{0.25^2 + 6.23^2} = \mathbf{6.2 \text{ [°K]}}$$

-

### Calcolo dell'incertezza sulla $T_e$

L'errore di linearità vale:  $\sigma Y := 0.5 \cdot \left( 10^{\frac{0.1}{10}} - 1 \right) = 0.012$

E l'incertezza sulla Temperatura totale  $T_{12}$  vale:

$$\sigma T_{12} := \sqrt{\left( \frac{12.1}{2.7-1} \right)^2 + \left( \frac{6.2 \cdot 2.7}{2.7-1} \right)^2 + \left[ \frac{0.012 \cdot 300}{(2.7-1)^2} \right]^2} = 12.2 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

Per valutare l'incertezza  $\sigma T_2$  è necessario ripetere la sequenza dei calcoli dall'inizio sostituendo i valori relativi del Misuratore di rumore, quindi avremo:

$$\sigma T_{\text{hot\_dis}} := 0.5 \cdot \left[ \frac{1}{(1 - 0.0560 \cdot 0.562)^2} - 1 \right] \cdot (290 + 557) = 28.0 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

$$\sigma T_{\text{hot}} := \sqrt{10.48^2 + 28^2} = 29.9 \text{ [}^\circ\text{K]} \quad \sigma T_{\text{cold}} := \sqrt{0.25^2 + 28^2} = 28.0 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

$$\sigma T_2 := \sqrt{\left( \frac{29.9}{1.7-1} \right)^2 + \left( \frac{33.1 \cdot 1.7}{1.7-1} \right)^2 + \left[ \frac{0.012 \cdot 300}{(1.7-1)^2} \right]^2} = 91.3 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

Si calcola poi l'incertezza dovuta all'errore dell'attenuatore step:

$$\sigma G_1 := 0.5 \cdot \left( 10^{\frac{0.16}{10}} - 1 \right) = 0.019$$

Quindi, finalmente l'incertezza totale su  $T_e$  vale:

$$\sigma T_e := \sqrt{(12.2)^2 + \left( \frac{91.3}{100} \right)^2 + \left( 0.019 \cdot \frac{557}{100^2} \right)^2} = 12.2 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

L'incertezza espansa su  $T_e$  vale  $12.2 \cdot 2 = 24.4 \text{ [}^\circ\text{K]}$

**Quindi  $T_e = 52.9 \pm 24.4 \text{ [}^\circ\text{K]}$  con confidenza 95 %**

È evidente che tale incertezza è particolarmente grande. Per ridurla è necessario conoscerne la causa. Come si può notare dall'entità dei numeri, la causa risiede principalmente nell'incertezza di ENR.

- **La via che porta alla riduzione dell'incertezza sulla temperatura di rumore deve passare obbligatoriamente per una riduzione dell'incertezza sull'ENR.**

**2.7.**

## Errori dovuti ad incorretta applicazione delle definizioni.

L'argomento di questo paragrafo riguarda la difficoltà di interpretazione e di applicazione della definizione di ENR ed è stato argomento di approfondita discussione fra gli autori in quanto sono evidenti almeno 3 punti che possono portare anche a diverse interpretazioni. Da [1], [4], [9] abbiamo:

$$\text{ENR} := 10 \cdot \log \left( \frac{T_h - T_o}{T_o} \right) \quad (2.24)$$

Dove:

- $T_h$  è la temperatura equivalente di rumore che emerge dal generatore di rumore quando viene collegato ad un carico assorbente e non emettente
- $T_o$  è la temperatura "ambiente"<sup>1</sup> fissata al valore standard 290 °K
- <sup>1</sup> La dicitura "ambiente" appare solamente in alcuni testi.

- La prima difficoltà d'interpretazione riguarda la natura numerica di  $T_o$ .

Se  $T_o$  è la temperatura ambiente, ne consegue che  $T_o$  è una variabile e vale  $T_o = T_{\text{amb}}$  se al contrario  $T_o$  vale 290 °K, ne consegue che  $T_o$  è una costante.

- Un'altra difficoltà nell'interpretare, che è bene chiarire in questa sede, riguarda la definizione letterale di *Excess Noise Ratio*

L' "excess noise" è la differenza ( $T_h - T_o$ ) ; si tratta di un "salto" di temperatura e non della temperatura di brillantezza del Generatore di Rumore (la quale invece è  $T_h$ ). [1]

Il "ratio" riferisce, cioè confronta con un denominatore che vale  $T_o$ . [1]

Riteniamo che la corretta interpretazione sia la seguente:

Per una sorgente di rumore posta a  $T_{\text{amb}} = T_o = 290$  °K, il valore ENR esprime, in dB, la dimensione del "salto" di temperatura ( $T_h - T_o$ ) rispetto alla  $T_o$ .

È possibile ricavare il valore  $T_h$  dalla (2.24) solo se il generatore di rumore è posto alla temperatura fisica  $T_o = 290$  °K.

Nel caso di  $T_{\text{amb}} \neq T_o$  è necessario considerare il contributo dell'attenuatore inserito in serie al cuore della sorgente di rumore, il diodo Zener. Come descritto di seguito, un attenuatore è sempre presente internamente a tutti i generatori di rumore e spesso ne viene aggiunto un altro, esternamente al fine di migliorare l'adattamento d'impedenza. Valori tipici di attenuazione spaziano fra 15 e 25 dB.

- Una altro limite della definizione è che permette solo valori di  $T_h > 290$  °K.

È risaputo che nei ricevitori per la radioastronomia si utilizzano spesso, per la calibrazione di rumore,  $T_h$  dell'ordine dei 5 – 30 °K.

- Un'altra interpretazione non propriamente corretta riguarda l'unità di misura, il dB. Molti specialisti, ritengono che un attenuatore in cascata al generatore di rumore fornisca

$$\text{ENR}_{\text{out}} = \text{ENR}_{\text{in}} - \text{Att}_{\text{dB}} \quad (2.25)$$

Tale espressione è vera solo quando l'attenuatore si trova alla temperatura fisica di 290 °K. In generale, l'espressione corretta contempla le grandezze espresse in "numeri lineari" e non in dB e tiene conto della temperatura introdotta dall'attenuatore stesso.

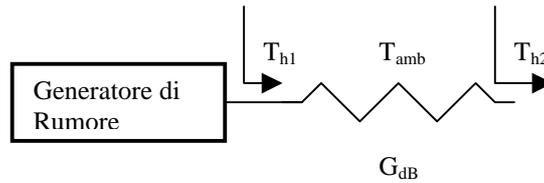


Fig. 2.11 Generatore di rumore con attenuatore in cascata

Dove:

$G_{dB}$  = Guadagno d'inserzione in dB dell'attenuatore, (es. -10 dB)

$G_{num}$  = Guadagno d'inserzione numerico dell'attenuatore ( es. 0.1)

Si suppongono i **coefficienti di riflessione** nulli.

Nel caso in cui  $T_c \neq 290$  °K, i costruttori di generatori di rumore e di misuratori di rumore suggeriscono l'uso di una non meglio identificata "correzione". Solamente *Noise/Com*<sup>®</sup> [12] fornisce un'espressione ed il criterio di tale "correzione".

Tale criterio è: per i generatori di rumore di produzione *Noise/Com*<sup>®</sup>, con ENR tipicamente

15 dB o superiori, nell'espressione della  $T_e := \frac{T_h - Y \cdot T_c}{Y - 1}$  il valore  $T_h$  da utilizzare vale:

$$T_h := 290 \cdot \left( 10^{\frac{ENR}{10}} + 1 \right) \text{ ed il valore } T_c \text{ è il valore della Temperatura fisica alla quale è piazzato}$$

l'attenuatore d'uscita del generatore di rumore.

Da decenni nei laboratori IRA si è adottata una interpretazione della  $T_h$  leggermente diversa dalla (2.24). Benché tale interpretazione non sia formalmente corretta, di fatto inserisce una valida correzione per  $T_{amb} \neq T_o$  e permette comodamente l'uso della (2.25) diminuendone fortemente l'errore che si commette sommando algebricamente ENR con l'attenuazione dell'attenuatore in cascata.

L'interpretazione IRA, in accordo con [1] par. 7-2b, 7-2c, 7-2d e riferendosi a Fig. 2.11, assegna a  $T_h$  il valore:

$$T_{h2} := T_{h1} \cdot G_{num} + (1 - G_{num}) \cdot T_{amb} \quad (2.26)$$

Dove:

$T_{h2}$  è la temperatura di rumore disponibile che verrà utilizzata in misura ( range 500 - 1000°K)

$T_{h1}$  è la temperatura di rumore disponibile generata dalla sorgente a semiconduttore. (range 10000 – 100000°K)

$G_{num}$  è il Guadagno d'inserzione numerico (non dB) dell'attenuatore (es. per Attenuazione= 20 dB,  $G_{num}=0.01$ )

e fissa  $T_c = T_{amb}$  (2.27) in accordo con il criterio riportato da *Noise/Com*<sup>®</sup>. [12]

Quindi in pratica otteniamo:

$$ENR := 10 \cdot \log \left( \frac{T_h - T_{amb}}{T_o} \right) \quad (2.28)$$

La differenza con l'interpretazione canonica è che il valore  $T_{h2}$  è una variabile mentre  $T_h$  è una costante, e che  $T_{h2}$  varia con il variare della  $T_{amb}$ .

Tutte le interpretazioni coincidono fra loro solo nel caso di  $T_{amb} = 290 \text{ °K} = T_o$ .

Il valore  $(T_{h2} - T_{amb})$ , per valori di  $G$  sufficientemente piccoli (attenuazioni grandi  $> 10 \text{ dB}$ ) rimane pressoché costante; permettendo quindi di utilizzare nei calcoli il "salto" di temperatura costante (anziché due valori non correlati  $T_h$  e  $T_c$ ) in accordo con la metodologia indicata da [1] cap. 7.

Per promuovere ancora l'utilizzo della interpretazione IRA consideriamo le specifiche fornite dai costruttori di generatori di rumore: ad es. la variazione di ENR con la temperatura ambiente è quotata =  $0.01 \text{ dB/°C}$ ; quindi un generatore di rumore che fornisce  $1000 \text{ °K}$  @  $T_{amb}=290 \text{ °K}$ , una volta "maneggiato", cioè scaldato con le proprie mani a  $30 \text{ °C}$  ( $=303 \text{ °K}$ ), fornirà ben  $1030 \text{ °K}$ .

Dall'esempio riportato nel par. 2.6, dobbiamo considerare un errore di  $1030-1000 = 30 \text{ °K}$  in  $T_h$  troppo grande per essere accettato.

Come si nota quindi il valore  $T_h$  è tutt'altro che costante al variare della temperatura ambiente.

Le ragioni che spiegano l'aumento dell'ENR con l'aumento della temperatura, risiedono nella tecnologia costruttiva dei generatori di rumore.

Tutti i generatori di rumore a stato solido presenti sul mercato attuale utilizzano come sorgente un diodo Zener di fabbricazione e dimensioni tali da ridurre al minimo le reattanze parassite così da raggiungere frequenze elevate. Tali Zener, alimentati a corrente costante tramite una economico resistore, generano tipicamente  $30-35 \text{ dB ENR}$  ma presentano alla porta RF un forte disadattamento d'impedenza.

Per diminuire tale disadattamento, i costruttori inseriscono, nello stesso contenitore, un attenuatore adattato in cascata. Con valori diversi di attenuazione si ottengono diversi valori di ENR in uscita.

Le tre classi di ENR disponibili sono  $ENR = 25 \text{ dB}$  tipici,  $ENR = 15 \text{ dB}$  tipici (adatto ai misuratori di rumore commerciali),  $ENR = 6 \text{ dB}$  (adatto per LNA).

Poiché in tutti i generatori di rumore viene inserito in cascata un attenuatore, sia esso interno e/o esterno al "case", è evidente dalla (2.26) che entrambi i valori di  $T_h$  e  $T_c$  dipendono da  $T_{amb}$ .

- **Quindi, riconosciamo l'errore interpretativo commesso fino ad ora, consideriamo la definizioni ENR di Hewlett-Packard® e di Noise/Com® formalmente valide, ma continuiamo nell'uso dello stesso algoritmo utilizzato in passato e leggermente diverso dalla definizione, considerando tale diversità non più una diversa interpretazione ma una forma di correzione per temperature ambiente diverse da  $290 \text{ °K}$ .**

## 3. Calibrazione del Generatore Di Rumore

Il punto di partenza, per il lavoro necessario alla riduzione dell'incertezza associata al valore ENR del generatore di rumore a stato solido, è necessariamente la comprensione dei motivi per cui tale valore è così elevato già al momento dell'acquisto.

I venditori di Generatori di rumore come *Noise/Com*<sup>®</sup>, o *Agilent Technologies*<sup>®</sup> forniscono nei dati di targa un'incertezza espansa di  $\pm 0.1$  dB e riferiscono tale valore come “*traceable to NIST*”.

Nelle Note di Applicazione, viene però descritto che il procedimento di taratura dei generatori di rumore commerciali non avviene per confronto diretto con uno standard metrologico primario, bensì con uno standard “di fabbrica” il quale è a sua volta riferito ad un altro standard ... e così via per almeno quattro passaggi.

Una soluzione per la riduzione dell'incertezza può essere il far eseguire la calibrazione ad un ente possessore di standard primario.

In base alle informazioni raccolte, in Italia non esiste nessun laboratorio metrologico accreditato che possieda uno standard primario di Temperatura di rumore. L'Ist. Elettrotecnico Nazionale si riferisce al NBS (UK) il quale ha un servizio di calibrazione al costo di alcune migliaia di Sterline. Riteniamo che con la strumentazione d'avanguardia e l'esperienza presenti nei nostri laboratori sia possibile tentare con successo la calibrazione di un generatore di rumore in modo da fornire un'incertezza minore di quella fornita dal venditore.

### 3.1. Il Metodo

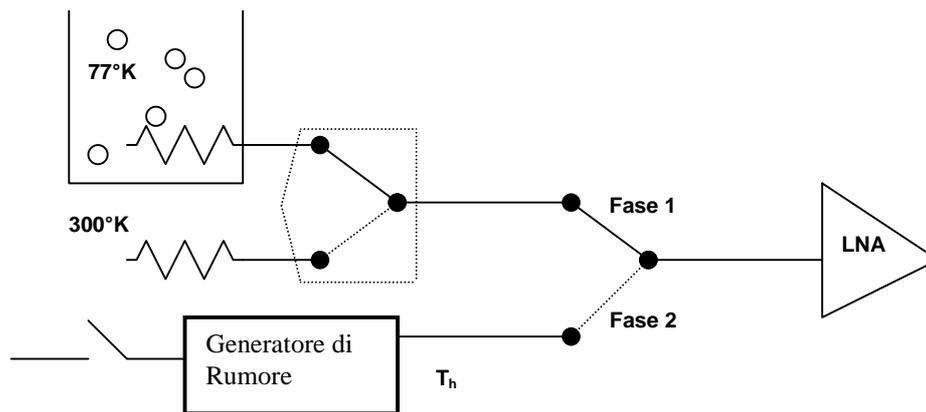
Il procedimento adottato per calibrare il generatore di rumore è quello per confronto con una differenza di temperatura nota con grande accuratezza.

I campioni di temperatura con i quali si è eseguito il confronto sono stati due carichi  $50 \Omega$  a bassissima riflettività piazzati a due differenti temperature fisiche note: la temperatura ambiente (circa  $300 \text{ }^\circ\text{K}$ ) e la temperatura dell'azoto liquido (circa  $77 \text{ }^\circ\text{K}$ ).

L'IRA possiede uno speciale carico di precisione, prodotto dalla ditta *Maury Microwave*<sup>®</sup>, tale carico è raffreddabile in azoto liquido, e genera una temperatura di rumore nota e costante nel tempo, associata ad una ridotta incertezza [7a].

Più dettagliatamente, il procedimento di confronto si è svolto in due fasi:

- Fase 1: La determinazione di  $T_e$  di preamplificatore attraverso l'utilizzo del carico freddo - carico caldo
- Fase 2: Di seguito, in base alla  $T_e$  appena misurata, si determina il valore di  $T_h$  del generatore di rumore incognito.



**Fig. 3.1 principio di misura semplificato**

Poiché è risaputo che le misure utilizzando carichi raffreddati con azoto liquido sono difficoltose, soggette a drift e dipendenti dall'abilità dell'operatore, è necessario realizzare un banco di misura tale per cui vengano minimizzate tali cause di errore. L'obiettivo viene raggiunto:

1. minimizzando il numero dei componenti
2. caratterizzando con misure i componenti stessi
3. automatizzando il sistema di misura tramite un PC
4. facendo operare il banco di misura in un ambiente (*environment*) termostato
5. prestando cura particolare all'uso e al funzionamento del carico raffreddabile.

Lo schema definitivo adottato è il seguente:

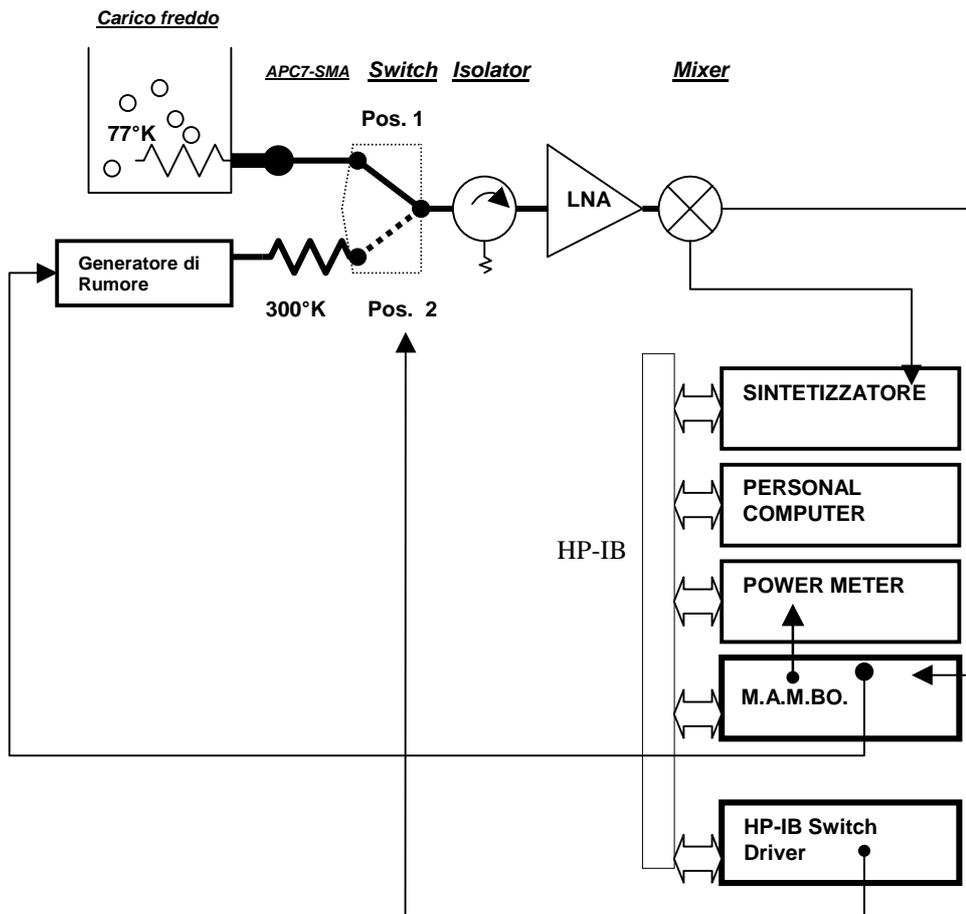


Fig. 3.2 Schema di principio

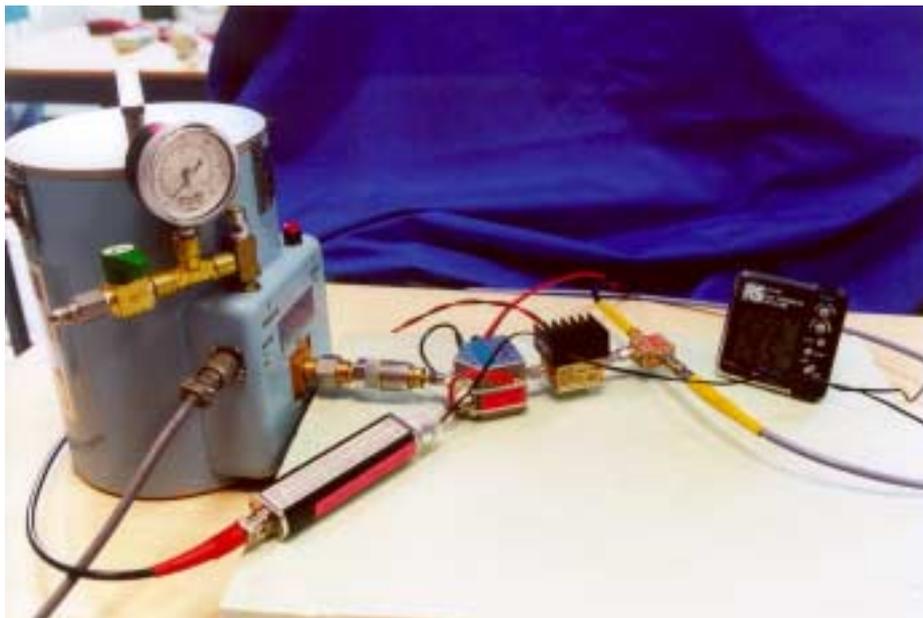
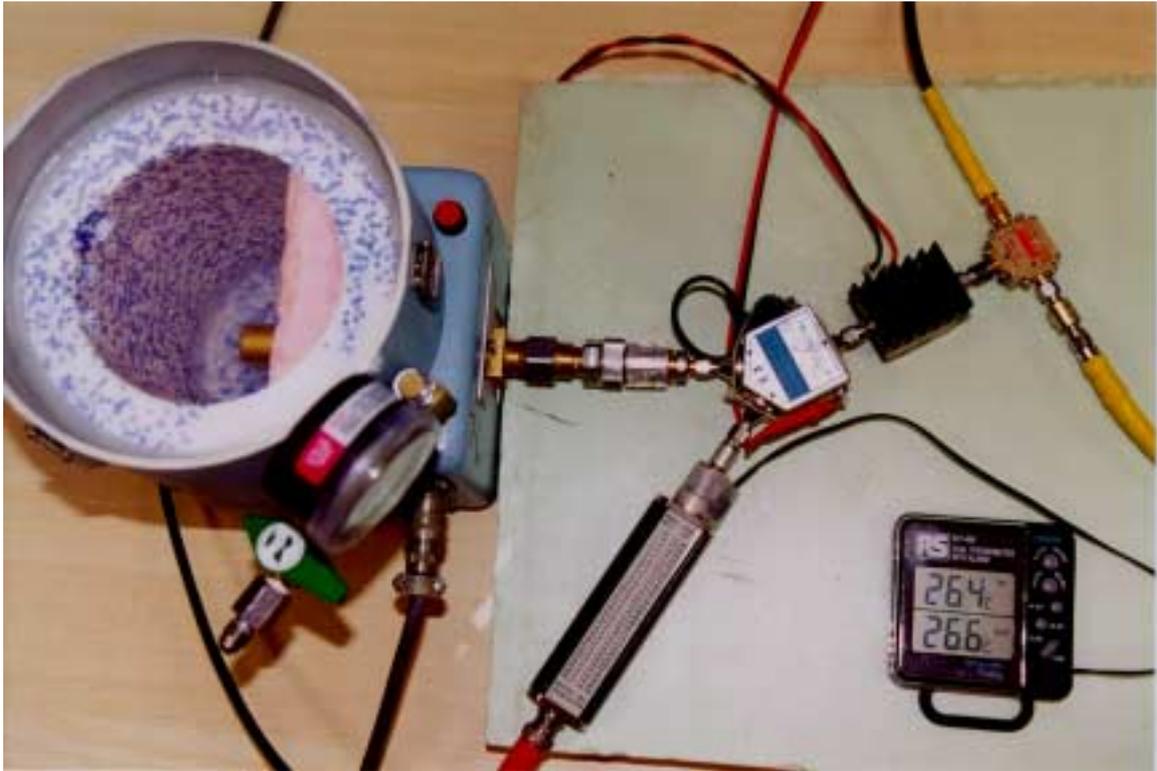


Fig. 3.3 Banco di misura



**Fig. 3.4 Banco di Misura**

In Fase 1 il generatore di rumore è spento (non alimentato); quindi l'insieme Generatore di rumore + attenuatore si comportano come un carico con ottimo adattamento d'impedenza che genera una temperatura pari a  $T_{amb}$ . Il relais commuta ciclicamente fra pos. 2, carico caldo ( $T_{amb}$ ) e pos. 1, carico freddo ( $T_{LN2}$ ). Il sintetizzatore genera un LO "step-sweepped" il PC acquisisce i dati, li elabora e memorizza su file una tabella contenente frequenze e relative  $T_e$ .

In Fase 2 il relais si fissa su pos. 2 ed il generatore di rumore viene commutato on-off. Dalla (2.8) viene ricavata l'espressione  $T_h := T_e \cdot (Y - 1) + Y \cdot T_c$  che viene utilizzata dal programma software per calcolare  $T_h$ .

Viene quindi ripetuto il ciclo per ciascuna frequenza ed i risultati vengono scritti in un file ascii contenente una tabella di frequenze e relative  $T_h$ .

Poiché è elevata la probabilità di incorrere in errori operativi o sbagli, i primi run di misura, condotti su un Generatore di Rumore noto, sono stati iterati più volte su di un campione noto (vedi fig. 3.5 (1)) per permettere piccole correzioni e per migliorare la precisione operativa al fine di cercare una convergenza di risultati (fig.3.5 (2)). Una volta familiarizzato con il procedimento e certi di poter ottenere un buon risultato, si procede al montaggio dell'attenuatore *Gold* ed alla successiva calibrazione dell'insieme sorgente di rumore + attenuatore *Gold*.

La *flow chart* del procedimento è la seguente

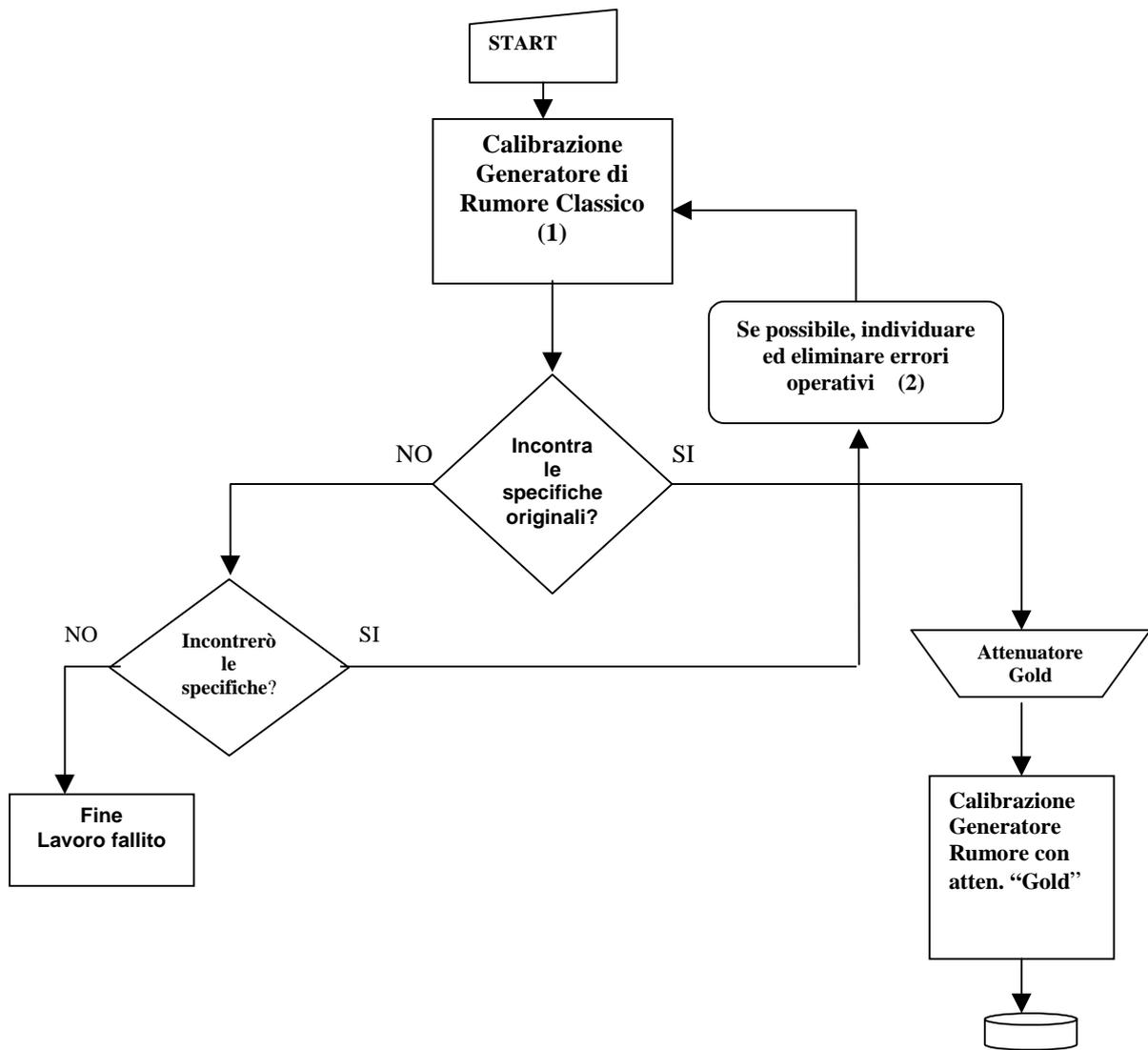


Fig. 3.5 Flow chart semplificata del procedimento

### 3.2 Gli Strumenti – Carico Raffreddabile Maury<sup>®</sup> MT7118A

Il carico freddo MT7118A prodotto da *Maury Microwave*<sup>®</sup> è sostanzialmente una resistenza 50Ω raffreddabile per immersione in azoto liquido. Una pentola isolata termicamente mantiene un livello di azoto liquido sufficiente per più di due ore. La temperatura di rumore disponibile al connettore, è maggiore della temperatura fisica di ebollizione per effetto dell'attenuazione della linea coassiale di collegamento fra resistenza fredda e mondo a 300°K.

L'attenuazione di tale linea è stata accuratamente misurata dal costruttore, così come è stata applicata grande cura nel controllare la temperatura fisica di tale linea [7b].

Uno dei problemi maggiori, la formazione di condensa all'interno della linea coassiale in "aria", viene risolto saturando e fluendo tale linea con He alla pressione di 0.2 psi forniti da bombola e riduttore.

La parete esterna del carico freddo, deve essere riscaldata per garantire un gradiente di temperatura (verso l'interno) ben noto. Pertanto è previsto un riscaldatore alla temperatura di circa 34°C alimentato dalla tensione di rete. Per maggior informazioni riferirsi al manuale dello strumento [7a].

Il costruttore fornisce una tabella di calibrazione contenente 4 punti di misura in funzione della frequenza e della pressione ambiente.

Un programma software, scritto dagli autori in linguaggio *LabView*<sup>®</sup>, **Tc Read.vi**, fornisce l'interpolazione lineare sia delle frequenze comprese fra DC e 22 GHz, sia della pressione barometrica.

Nel programma software descritto di seguito viene aggiunta anche una piccola correzione che tiene conto delle riflessioni multiple. La potenza di rumore generata dall'isolatore di fig. 3.2 (circa 300°K) ed inviata a ritroso verso la sorgente verrà in larga parte assorbita dal generatore (MT7118A), la piccola parte riflessa viene inviata nuovamente attraverso l'isolatore verso il DUT.

L'ammontare di questo incremento di temperatura dovuta alla retro-riflessione vale  $T_{\text{Back-Ref}} = 300 \cdot \rho_{\text{Maury}}$  e tipicamente assume valori compresi fra 0.3 e 3 °K.

I valori di Return Loss del MT7118A sono stati misurati e scritti in file ascii. Verranno utilizzati dal software per calcolare il valore  $T_{\text{Back-Ref}}$  ad ogni frequenza.

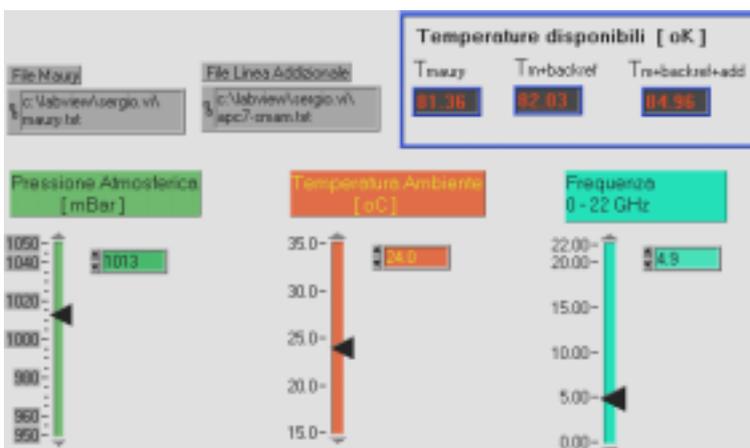


Fig. 3.6 Pannello di calcolo temperature fornite dal MT7118A

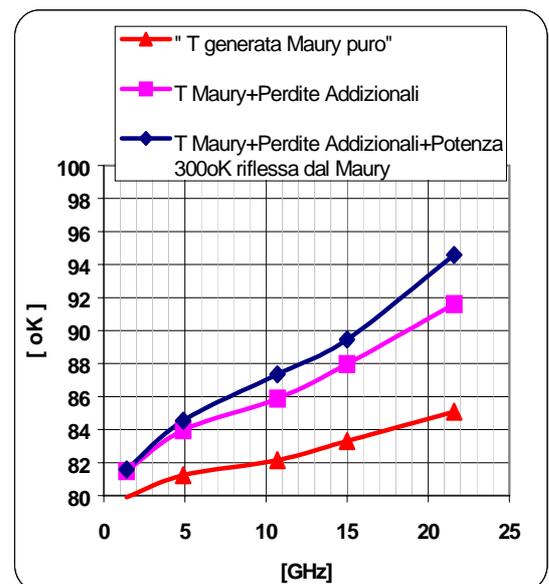


Fig. 3.7 Temperature fornite dal MT7118A

Al fine di dissipare dubbi sulla stabilità della temperatura di rumore fornita dal carico Maury® MT7118A, sono state misurate le stabilità nel tempo dei sistemi:

- MT7118A @  $T_{LN2}$  + Catena di amplificazione + Wattmetro
- MT7118A @  $T_{amb}$  + Catena di amplificazione + Wattmetro

Alla temperatura ambiente,  $T_{amb}$  il Maury® MT7118A essendo isolato termicamente e termostato sul contenitore esterno, si comporta come un carico di eccezionale stabilità di temperatura. Si possono quindi attribuire le cause d'instabilità di tipo 1/f mostrate nel seguente grafico alla sola catena di amplificatori.

Alla temperatura  $T_{LN2}$  l'andamento dei grafici non è sostanzialmente diverso dal caso precedente. Se ne deduce pertanto che l'eventuale instabilità della Temperatura di rumore prodotta dal Carico Maury® MT7118A quando viene raffreddato è inferiore al limite da noi misurabile.

Il seguente grafico riporta la variazione di potenza letta sul Wattmetro riferita alla potenza stessa ( $\Delta P/P$ ) in funzione del tempo. Si tratta di una "figura" di stabilità dell'intera catena.

La catena di amplificazione è caratterizzata da una Banda passante  $B=37$  MHz e dopo la rivelazione, da due filtri passa basso rispettivamente 2.2 sec. e 0.15 sec.

Sono state riportate 2 famiglie di curve appartenenti ai casi  $\tau = 2.2$  sec. e  $\tau = 0.15$  sec.

Ciascuna famiglia comprende: misura @  $T_{amb}$ , misura @  $T_{LN2}$ , limite teorico

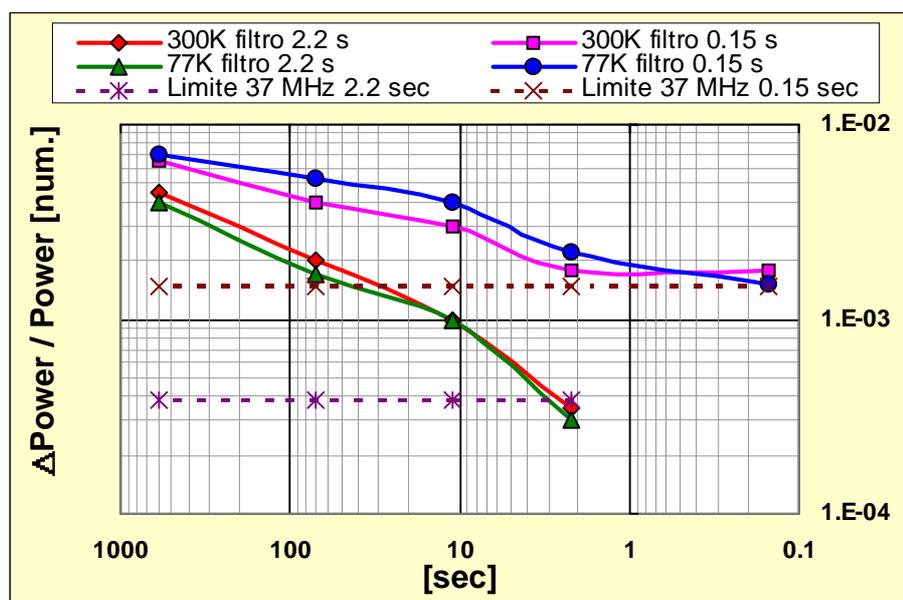


Fig. 3.8 Stabilità Carico Maury® MT7118A

I risultati del test di stabilità, hanno quindi mostrato una eccezionale stabilità del carico freddo.

### 3.3 Gli Strumenti – connettori, transizioni, e relais coassiale

Il carico MT7118A presenta un connettore coassiale di tipo APC-7. Il tipo di connettore coassiale più utilizzato in microonde è invece SMA. È quindi necessario un connettore di transizione.

Il connettore utilizzato è stato selezionato accuratamente ed è stato scelto il modello prodotto da “Wiltron” (ora “Anritsu”) in quanto è formato da una linea in aria anziché in dielettrico. Di tale transizione è stata misurata *Insertion Loss* e *Return Loss*. Quindi in base questi ultimi due valori, con l’ausilio del programma software **Tc Read.vi**, è stata calcolata e scritta in file ascii la *Dissipative Loss* che verrà utilizzata per calcolare il contributo di temperatura prodotto dalla transizione stessa.

Il connettore di transizione deve essere avvitato al carico MT7118A con grande cura, l’operazione va fatta “in misura” con il ponte riflettometrico dell’analizzatore scalare collegato e funzionante. Si deve avvitare il connettore APC7 evitando lo sfregamento del contatto centrale e contemporaneamente si guarda sull’analizzatore di reti la traccia del Return Loss. Avvitare cercando la condizione di minima riflessione nell’intero range di frequenze.

Pure lo switch coassiale mod. **hp8761B** è stato selezionato con cura fra una rosa di circa 6 switches. I criteri di scelta sono stati: minore attenuazione, minore ripple di attenuazione, ripetibilità di posizionamento, uguaglianza dei canali.

Tutti gli switches sono stati misurati intensivamente e il risultato è che l’errore di ripetibilità alla commutazione non è apprezzabile. Anche la differenza di attenuazione fra i canali non è misurabile. È stato selezionato ed etichettato un relais coassiale con più basso ripple di attenuazione.

Appurato che i 2 rami dello switch sono uguali in attenuazione e il posizionamento è ripetibile, dal punto di vista del percorso del rumore, si può stabilire che il confine oltre il quale qualunque elemento fa parte del DUT, sia ciascun *reference plane* dei connettori 1 e 2 dello switch.

Più semplicemente il DUT risulta composto da:  
un ramo dello switch + Isolatore ferrite + LNA + mixer + IF.

Non è necessario tenere conto della perdita dello switch e dell’isolatore a ferrite in quanto “sono parti” del DUT.

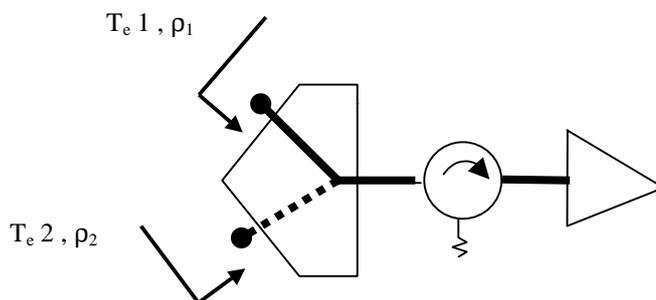


Fig. 3.9 Come si può notare  $T_e 1 = T_e 2$ ,  $\rho_1 = \rho_2$ .

Lo switch **hp8761B** è *latching* (rimane nell’ultima posizione comandata) ed è comandato con una tensione 24 V DC. Una volta avvenuta la commutazione non è più necessaria la tensione di comando.

Lo strumento che comanda il relais coassiale fornisce invece continuamente una tensione ai capi dello switch. Tale tensione di comando, se applicata continuamente produce un surriscaldamento dello switch, il calore prodotto si propaga attraverso i connettori coassiali verso il

DUT e verso i carichi campioni modificandone le rispettive temperature fisiche. La conseguenza negativa è che vengono a variare in modo incontrollato le temperature di rumore prodotte dai carichi campione e la temperatura di rumore del DUT.

Per ovviare a tale problema si è limitata al tempo strettamente necessario la corrente elettrica che scorre nella bobina del relais coassiale. In pratica è bastato inserire un condensatore elettrolitico di sufficiente capacità in serie alla bobina.

### 3.4 Gli Strumenti – Il software in LabView<sup>®</sup>

La necessità di un software che controlli gli strumenti e che esegua i calcoli è stata dettata principalmente dall'esigenza di ridurre al minimo possibile i tempi di misura al fine di limitare il *drift*. Inoltre i dati raccolti hanno raggiunto una mole tale che non sarebbe stata più conveniente la tradizionale trascrizione su carta e conseguente *post processing* manuale.

Sono stati scritti 2 programmi, in linguaggio LabView<sup>®</sup> prodotto da *National Instruments*<sup>®</sup> uno per ciascuna fase del lavoro; il software **Maury\_1\_di\_2.vi** che esegue la fase 1, ovvero calcola la Temperatura di rumore del DUT utilizzando i carichi freddo - caldo, ed il software **Maury\_2\_di\_2.vi**, che utilizzando i valori calcolati dal precedente, ed in base a ripetuti cicli On-Off del Generatore di rumore incognito, ne calcola la  $T_h$ .

Nonostante l'automatismo offerto dal software di controllo e calcolo, il tipo di misura appare particolarmente delicato e suggerisce il controllo a vista di un operatore durante l'intero ciclo.

Le funzioni richieste ad entrambi i software sono:

1. I risultati devono essere mostrati in grafico nel dominio delle frequenze e scritti in file ascii per l'eventuale post-processing. Il file deve essere leggibile dai più comuni fogli di calcolo elettronico ( es. *MS Excel*)
2. Ogni punto di misura deve essere campionato più volte così da poter rendere disponibile la media e la deviazione standard.
3. Il software esegue principalmente un controllo di processo, pertanto deve colloquiare con gli strumenti in modo affidabile
4. Sul "pannello di controllo" devono essere presenti indicatori o allarmi tali da avvisare tempestivamente l'operatore di eventuali malfunzionamenti.

Il programma **Maury\_1\_di\_2.vi** è strutturato come segue:

- Imposta l'attenuatore a step e la Banda Passante
- Spegne il generatore di rumore (28 VDC off)
- Esegue un ciclo FOR (necessario per operare a ciascuna frequenza) che contiene
  - Un ciclo CASE che:
    - Imposta la frequenza
    - Esegue un ulteriore:
      - ciclo FOR (necessario per N campioni da mediare) che contiene
        - un ciclo CASE della misura vera e propria:
          - Commuta il relais su carico freddo
          - Attende l'assestamento
          - Prepara il Wattmetro RF alla lettura (trigger)
          - Esegue una lettura *one shot* di  $P_c$  dal Wattmetro RF
          - Commuta il relais su carico caldo
          - Attende l'assestamento

- Prepara il Wattmetro RF alla lettura (trigger)
- Esegue una lettura *one shot* di  $P_h$  dal Wattmetro RF
- Calcola poi  $T_e$
- Calcola poi la media e la deviazione standard di  $T_e$  per N misure
- Visualizza i dati in grafico
- Scrive, in un file ascii, compatibile con fogli di calcolo, i seguenti dati: Frequenza,  $T_e$ ,  $\sigma T_e$ ,  $T_{LN2}$ ,  $T_{amb}$

Il programma **Maury\_2\_di\_2.vi** è strutturato come segue

- Imposta l'attenuatore a step e la Banda Passante
- Commuta il relais coassiale verso il generatore di rumore a stato solido
- Esegue un ciclo FOR (per ciascuna frequenza) che contiene
  - Un ciclo CASE che:
    - Imposta la frequenza
    - Esegue un ulteriore:
      - ciclo FOR (per N campioni da mediare) che contiene
        - un ciclo CASE della misura vera e propria:
          - Spegne il Generatore di rumore (28 VDC off)
          - Attende l'assestamento
          - Prepara il Wattmetro RF alla lettura (trigger)
          - Esegue una lettura *one shot* di  $P_c$  dal Wattmetro RF
          - Accende il Generatore di rumore ( 28 VDC on)
          - Attende l'assestamento
          - Prepara il Wattmetro RF alla lettura (trigger)
          - Esegue una lettura *one shot* di  $P_h$  dal Wattmetro RF
          - Spegne il Generatore di rumore (28 VDC off)
      - Legge  $T_e$  da file
      - Calcola poi  $T_h$
    - Calcola la media di  $T_h$  . Calcola la deviazione standard di  $T_h$  come RSS della deviazione standard dei dati appena misurati sommata alla deviazione standard della precedente misura di  $T_e$  .
  - Visualizza i dati in grafico
  - Scrive, in un file ascii, compatibile con fogli di calcolo, i seguenti dati: Frequenza,  $T_h$ ,  $\sigma T_h$ ,  $T_c$

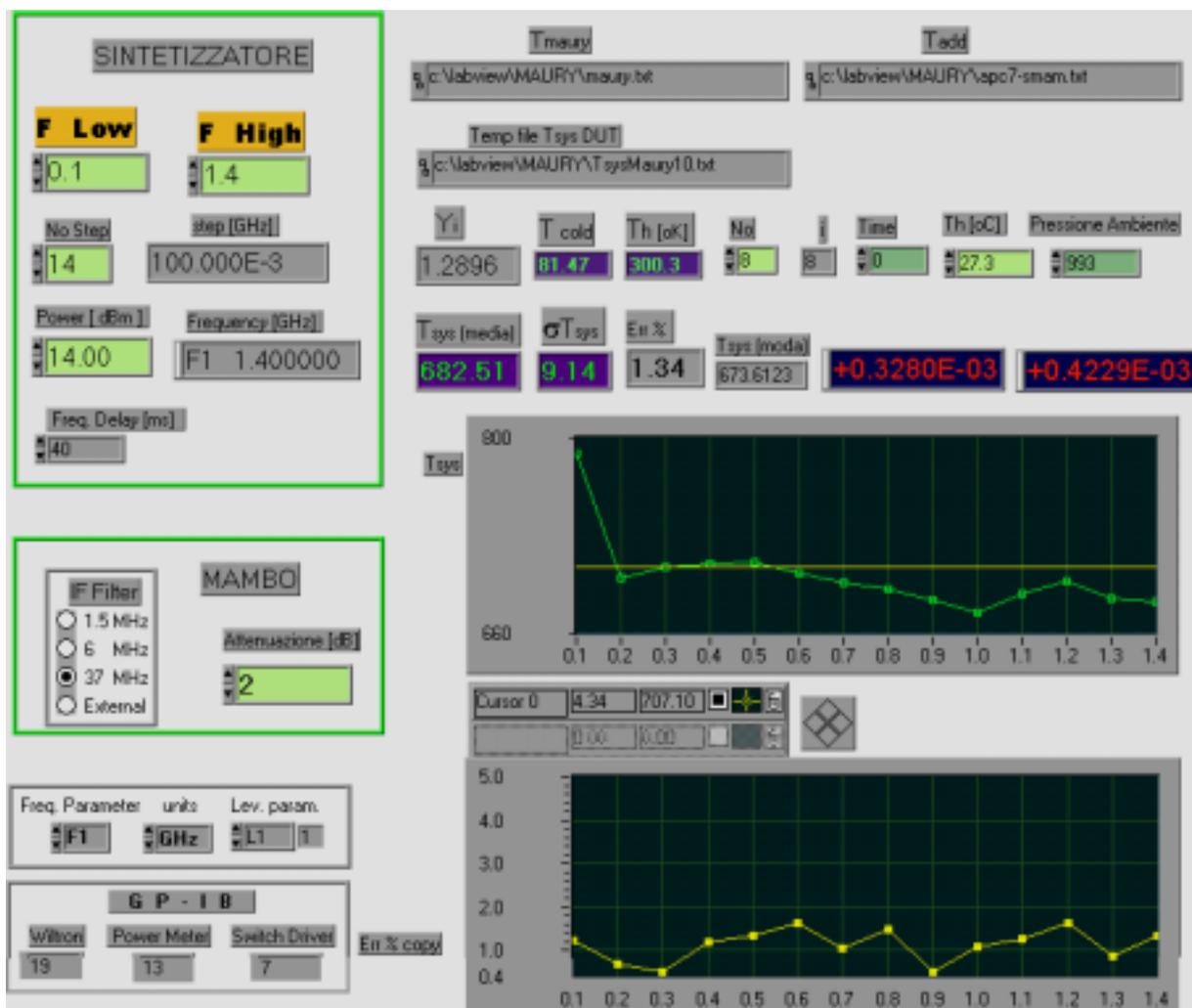


Fig. 3.10 Pannello di controllo del software scritto in linguaggio LabView®

### 3.5 Risultati

Dopo alcune prove iniziali, tendenti a prendere confidenza pratica, il primo run di misure, condotto sul generatore di rumore noto (**hp346c**+attenuatore **Silver** 10 dB) ha mostrato un buon accordo fra i dati misurati ed i dati specificati in targa.

Tale convergenza è stata di conforto a continuare le misure sul campione incognito (Generatore di rumore **hp346c**+attenuatore **Gold** 10 dB).

La valutazione della deviazione standard del *set* di dati può essere considerata un indicatore della qualità dei dati stessi.

La deviazione standard relativa della media calcolata su 8 *samples* sequenziali e vicini nel tempo (condizione di ripetibilità) si è sempre mostrata contenuta; con filtro passa basso del Power Meter impostato a 2.2 sec. il valore  $\sigma_{T_h}/T_h$  è rimasto tipicamente inferiore al 1% come mostra il seguente grafico, mentre la deviazione standard relativa della media su *samples* raccolti in giorni diversi, dopo aver smontato poi rimontato il banco di misura (condizione di riproducibilità) si è mostrata sensibilmente più elevata.

La fig. 3.11 mostra le deviazioni standard relative valutate solamente con la raccolta di un campione di dati (*Type A evaluating uncertainty*) [2]. Nel risultato finale, tabella a pag. 37 e fig. 4.1, saranno poi adeguatamente sommate le incertezze valutate e conosciute da altre fonti .

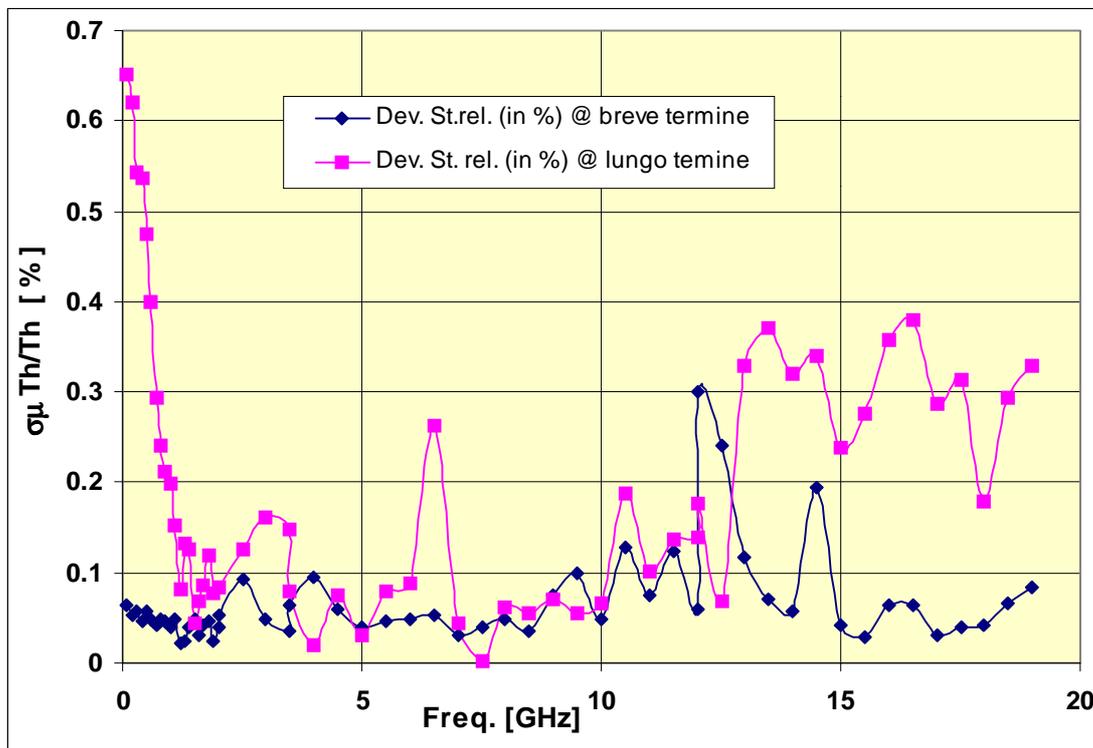


Fig. 3.11 Deviazione standard relativa della media dei dati campionati

Il set di dati raccolto 4 volte in 4 giorni è stato riportato nel seguente grafico:

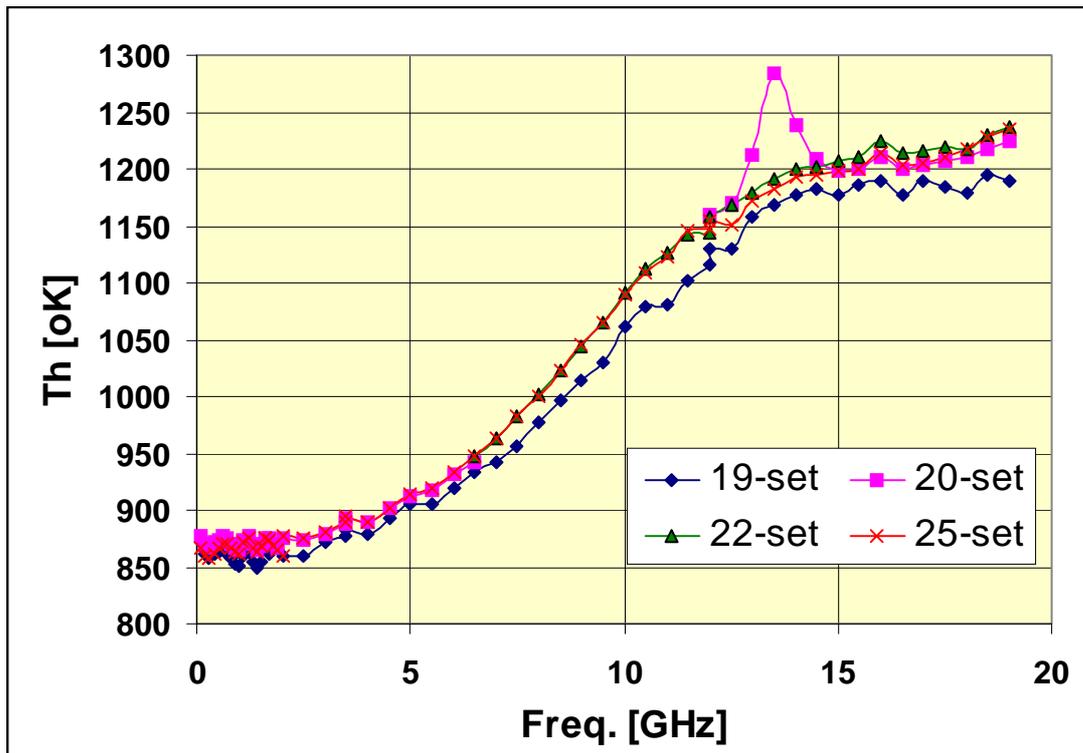


Fig. 3.12 Valori  $T_h$

Si notano in particolare:

- che la curva relativa alle misure effettuate il 19 sett 2000 contiene un offset rispetto alle altre. Di ciò è stata cercata e trovata la causa: tale offset è dovuto ad un non corretto “zero” del Power Meter. Riteniamo pertanto di poter scartare tale set di dati.
- Che la curva relativa alle misure effettuate il 20 sett. 2000 contiene un picco a ridosso dei 13 GHz. Anche di tale effetto è stata cercata e trovata la causa. Si tratta una piccolissima auto-oscillazione che abbiamo fermato nelle successive misure raffreddando con cella Peltier l’LNA. Riteniamo pertanto di poter scartare i dati relativi al 20 sett. limitatamente al range 13-14 GHz.

All’incertezza di misura di  $T_h$  determinata con metodi statistici devono essere aggiunte le incertezze strumentali. Esse sono:

1. Incertezza sulla temperatura  $T_{LN2}$
2. Incertezza sulla temperatura  $T_{amb}$
3. Incertezza dovuta al disadattamento d’impedenza.

Le prime due sono in genere molto contenute e la terza è stata minimizzata con l’impiego sia di carichi molto ben adattati sia degli isolatori a ferrite.

Da [7a] otteniamo il valore dell'incertezza espansa assoluta, che divisa per un fattore 2 fornisce il valore  $\sigma T_{LN2}$  che viene riportato nella seguente tabella:

Frequenza [GHz]	$\sigma T_{LN2}$ [°K]
<b>4.0</b>	<b>0.35</b>
<b>7.5</b>	<b>0.5</b>
<b>12.4</b>	<b>0.6</b>
<b>18.0</b>	<b>0.7</b>

L'incertezza associata alla temperatura ambiente vale  $\sigma T_{amb} = 0.25$  [°K].

L'incertezza assoluta dovuta agli effetti di disadattamento d'impedenza quando è collegato il carico Maury® MT7118 è dipendente dalla frequenza e viene riportata nella seguente tabella (considerando  $T_e \sim 500^\circ\text{K}$ ):

Range di Frequenza [GHz]	Return Loss LNA [dB]	$\rho_{LNA}$	Return Loss Carico Maury [dB]	$\rho_{Maury}$	$\sigma T_e$ [°K]
<b>1.5 – 3.5</b>	23	0.071	35	0.018	<b>1.0</b>
<b>3.5 – 6.5</b>	20	0.1	30	0.032	<b>2.6</b>
<b>7.0 – 11.5</b>	30	0.032	27	0.045	<b>1.2</b>
<b>11.5 – 15.0</b>	20	0.1	27	0.045	<b>3.6</b>
<b>15.0 – 19.0</b>	26	0.05	24	0.063	<b>2.5</b>

L'incertezza associata al disadattamento d'impedenza quando è collegato il generatore di rumore + attenuatore Gold è sempre inferiore ad  $0.5$  °K. Tale valore risulta essere particolarmente contenuto in quanto il suo adattamento d'impedenza presenta valori eccezionali.

La seguente tabella mostra i valori di  $\Delta T$  ( $T_h - T_{amb}$ ) e delle associate incertezze espansive.

Le incertezze espansive comprendono sia le incertezze strumentali sia la deviazione standard della media dei dati campionati.

Il calcolo è stato eseguito in ambiente MS Excel applicando le somme RRS in accordo con le equazioni riportate nei cap. 2.4 e 2.5.

Il file `incertezza rumore.xls` è stato utilizzato per collezionare i dati acquisiti tramite LabView® e per calcolare le relative incertezze.

<b>Freq.</b>	<b>Δ T</b>	<b>E.N.R. (Da utilizzare in MAMBO)</b>	<b>Incertezza Espansa assoluta</b>	<b>Incertezza Espansa Relativa</b>		<b>Freq.</b>	<b>Δ T</b>	<b>E.N.R. (Da utilizzare in MAMBO)</b>	<b>Incertezza Espansa assoluta</b>	<b>Incertezza Espansa Relativa</b>
<b>[ GHz ]</b>	<b>[ °K ]</b>	<b>[ dB ]</b>	<b>[ °K ]</b>	<b>%</b>		<b>[ GHz ]</b>	<b>[ °K ]</b>	<b>[ dB ]</b>	<b>[ °K ]</b>	<b>%</b>
<b>0.1</b>	<b>574.3</b>	<b>2.97</b>	11.7	1.3		<b>6</b>	<b>634.8</b>	<b>3.40</b>	5.9	0.6
<b>0.2</b>	<b>566.5</b>	<b>2.91</b>	11.1	1.3		<b>6.5</b>	<b>647.9</b>	<b>3.49</b>	7.5	0.8
<b>0.3</b>	<b>564.0</b>	<b>2.89</b>	9.8	1.1		<b>7</b>	<b>664.2</b>	<b>3.60</b>	3.4	0.4
<b>0.4</b>	<b>569.1</b>	<b>2.93</b>	9.7	1.1		<b>7.5</b>	<b>683.1</b>	<b>3.72</b>	3.3	0.3
<b>0.5</b>	<b>572.4</b>	<b>2.95</b>	8.8	1.0		<b>8</b>	<b>702.6</b>	<b>3.84</b>	3.6	0.4
<b>0.6</b>	<b>575.1</b>	<b>2.97</b>	7.6	0.9		<b>8.5</b>	<b>724.4</b>	<b>3.98</b>	3.6	0.3
<b>0.7</b>	<b>575.1</b>	<b>2.97</b>	5.9	0.7		<b>9</b>	<b>745.4</b>	<b>4.10</b>	3.7	0.4
<b>0.8</b>	<b>570.4</b>	<b>2.94</b>	5.1	0.6		<b>9.5</b>	<b>766.5</b>	<b>4.22</b>	3.6	0.3
<b>0.9</b>	<b>567.2</b>	<b>2.91</b>	4.7	0.5		<b>10</b>	<b>791.5</b>	<b>4.36</b>	3.7	0.3
<b>1</b>	<b>565.9</b>	<b>2.90</b>	4.5	0.5		<b>10.5</b>	<b>812.1</b>	<b>4.47</b>	5.4	0.5
<b>1.1</b>	<b>575.1</b>	<b>2.97</b>	4.0	0.5		<b>11</b>	<b>826.1</b>	<b>4.55</b>	4.1	0.4
<b>1.2</b>	<b>578.3</b>	<b>3.00</b>	3.3	0.4		<b>11.5</b>	<b>845.4</b>	<b>4.65</b>	4.6	0.4
<b>1.3</b>	<b>570.6</b>	<b>2.94</b>	3.8	0.4		<b>12</b>	<b>851.4</b>	<b>4.68</b>	8.2	0.7
<b>1.4</b>	<b>565.8</b>	<b>2.90</b>	3.7	0.4		<b>12.5</b>	<b>861.6</b>	<b>4.73</b>	7.8	0.7
<b>1.5</b>	<b>570.8</b>	<b>2.94</b>	3.1	0.4		<b>13</b>	<b>877.6</b>	<b>4.81</b>	10.9	0.9
<b>1.6</b>	<b>578.0</b>	<b>3.00</b>	3.2	0.4		<b>13.5</b>	<b>888.6</b>	<b>4.86</b>	11.7	1.0
<b>1.7</b>	<b>576.7</b>	<b>2.99</b>	3.3	0.4		<b>14</b>	<b>898.5</b>	<b>4.91</b>	10.8	0.9
<b>1.8</b>	<b>571.7</b>	<b>2.95</b>	3.6	0.4		<b>14.5</b>	<b>899.9</b>	<b>4.92</b>	11.1	0.9
<b>1.9</b>	<b>567.4</b>	<b>2.91</b>	3.2	0.4		<b>15</b>	<b>903.2</b>	<b>4.93</b>	9.5	0.8
<b>2</b>	<b>578.7</b>	<b>3.00</b>	3.3	0.4		<b>15.5</b>	<b>905.0</b>	<b>4.94</b>	8.7	0.7
<b>2.5</b>	<b>576.8</b>	<b>2.99</b>	3.7	0.4		<b>16</b>	<b>918.1</b>	<b>5.00</b>	10.4	0.9
<b>3</b>	<b>582.0</b>	<b>3.03</b>	4.1	0.5		<b>16.5</b>	<b>907.3</b>	<b>4.95</b>	10.7	0.9
<b>3.5</b>	<b>590.7</b>	<b>3.09</b>	4.0	0.4		<b>17</b>	<b>910.0</b>	<b>4.97</b>	8.9	0.7
<b>4</b>	<b>592.0</b>	<b>3.10</b>	5.6	0.6		<b>17.5</b>	<b>914.1</b>	<b>4.99</b>	9.4	0.8
<b>4.5</b>	<b>604.0</b>	<b>3.19</b>	5.8	0.6		<b>18</b>	<b>917.6</b>	<b>5.00</b>	7.1	0.6
<b>5</b>	<b>615.6</b>	<b>3.27</b>	5.7	0.6		<b>18.5</b>	<b>926.8</b>	<b>5.05</b>	9.1	0.7
<b>5.5</b>	<b>621.3</b>	<b>3.31</b>	5.9	0.6		<b>19</b>	<b>934.0</b>	<b>5.08</b>	9.9	0.8

## 4 Conclusioni

Nel presente lavoro è stato presentato un review sui metodi di misura della Temperature di Rumore di LNA. Si è focalizzata l'attenzione sull'accuratezza di misura elencando i punti chiave che possono causare incertezza di misura, le espressioni per quantificarla ed i criteri da adottare per ridurla. Tali criteri, esposti nel cap. 2, valgono in qualunque situazione occorra misurare la Temperatura di Rumore, sia in laboratorio, quando si misurano LNA, sia nei Ricevitori montati in Antenna.

È emerso che una delle maggiori fonti di incertezza risiede nell'accuratezza del valore ENR del Generatore di Rumore. In laboratorio, è stata condotta, con grande precisione operativa, una campagna di calibrazione con lo scopo di ridurre l'incertezza del valore ENR (quindi di  $T_h$ ). Tale metodo descritto nel cap. 3 è applicabile solo per misure di laboratorio.

Il seguente grafico mostra sia il valore della misura  $T_h$  sia il valore tipico dell'associata incertezza espansa assoluta dopo la calibrazione di cui al cap. 3.

La curva tratteggiata mostra il livello di accuratezza che pur non essendo stato raggiunto nel presente lavoro per mancanza di componenti è raggiungibile a breve a costi contenuti.

Pertanto è auspicabile il completamento della taratura dei generatori di rumore in tutta la gamma di frequenza utilizzate compreso il range millimetrico.

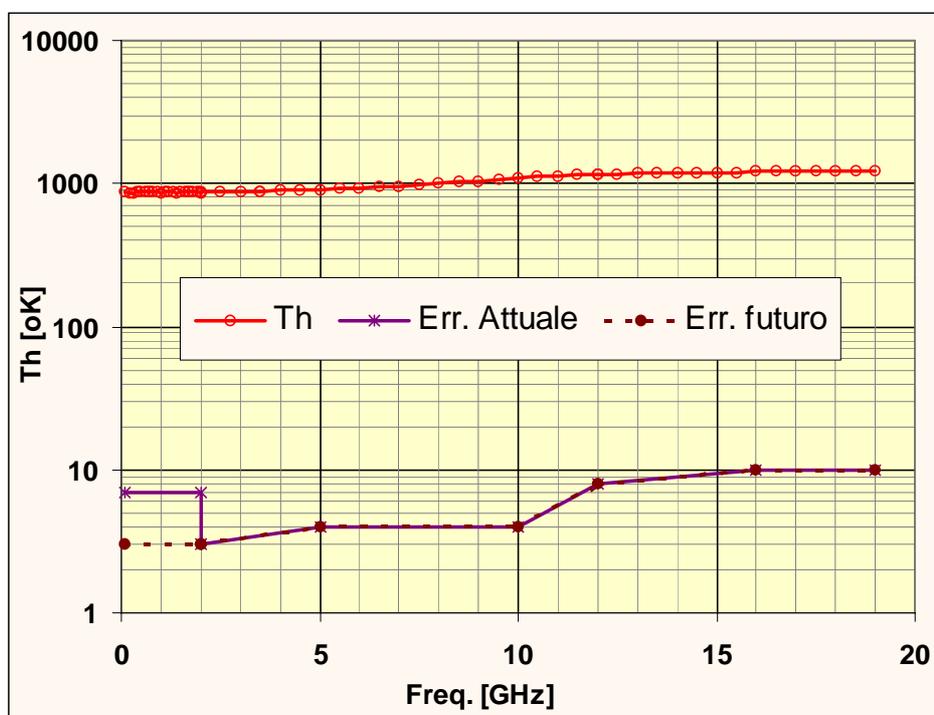


Fig. 4.1  $T_h$  e Valori tipici dell'incertezza

## Bibliografia:

- [1] J. Kraus, - Radioastronomy, cap. 7-4 - Ed. Cygnus-Quasar Books
- [2] N. Taylor, C.E. Kuyatt, - Guideline for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results, - NIST, - <http://physics.nist.gov/cuu/Uncertainty/basic.html>
- [3] P.R. Bevington, D.K. Robinson, - Data Reduction And Error Analysis For The Physical Sciences, cap. 2, 3, 4 - Ed. Mc Graw-Hill
- [4] Fundamentals Of RF and Microwave Noise Figure Measurements, AN 57-1, - Hewlett Packard.
- [5] Noise Figure Measurement Accuracy, AN 57-2, - Hewlett Packard.
- [6] D. Boyd, - Calculate The Uncertain of NF Measurements, - Microwaves & RF, Oct. '99.
- [7a] Maury Microwave corp., - Cryogenic Termination Model MT7118A, Data Manual
- [7b] Maury Microwave corp., - Input Noise Temperature Calibration Equations for Liquid Nitrogen Cooled Precision Terminations, - TN-009. (Fa parte di [7a]).
- [8] Gallego, - Accuracy of Noise Temperature Measurement of Cryogenic Amplifiers, - NRAO Internal Report No 285 02 Jan. 1990.
- [9] W.W. Mumford, - Noise Performance Factors in Communication System, - Horizon House Microwave, inc. 1968
- [10] S.Mariotti, T. Pisanu, A. Scalambra, - Misuratore Automatico di cifra di rumore M.A.M.BO., - Rapporto Interno IRA 295/00
- [11] Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements, AN 64-1A, - Hewlett Packard
- [12] Noise/Com , Application Note "Noise Basics" <http://www.noisecom.com>  
file Acrobat Reader : noisebasics.pdf

