

# **Misure Criogeniche di HEMT In-P**

*Andrea Cremonini, Sergio Mariotti, Alessandro Orfei*

**Rapporto Interno IRA 311 / 2001**

Revisori: Claudio Guidi, Jader Monari

# Indice

1. Obiettivo .....	3
2. Descrizione del DUT .....	3
3. Banco di Misura .....	5
4. Caratterizzazione del Banco .....	8
5. Algoritmi di detrazione delle Attenuazioni.....	15
6. Risultati.....	18
7. Conclusioni .....	22
8. Bibliografia.....	23

# 1. Obiettivo

Caratterizzare in termini di **Cifra di Rumore** le prestazioni di due FET realizzati in Fosforo di Indio (**InP FET**) operanti alla temperatura fisica di circa 20°K. Le misure da noi effettuate andranno a completare quelle svolte presso la Facoltà di Ingegneria dell'Università Tor Vergata, in Roma.

Dei due dispositivi è noto che provengono da un lotto la cui produzione è specificatamente rivolta a realizzare LNA a bassissimo rumore. Non sono invece noti né i quattro parametri di rumore ( $F_{\min}$ ,  $|\Gamma_{\text{opt}}|$ ,  $\angle\Gamma_{\text{opt}}$ ,  $R_n$ ) né il range di frequenza ottimale di funzionamento. Nonostante non si conoscano dettagliatamente le caratteristiche e le specifiche dei due dispositivi, date le dimensioni estremamente ridotte dei due **Die** è ragionevole supporre che la frequenza operativa possa essere nel range del vicino millimetrico (fra 20 e 100 GHz). È altrettanto ragionevole pensare che il FET in sé non sia un dispositivo sintonizzato, pertanto se è stato costruito per prestazioni low noise a frequenze millimetriche ci aspettiamo un analogo comportamento a frequenze microonde (1 – 22 GHz).

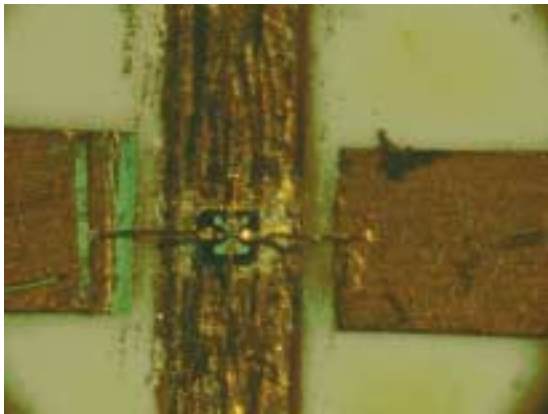
Le misure che si intendono effettuare presso il nostro laboratorio evidenzieranno il comportamento dei dispositivi in esame nel range di frequenza compreso fra 2 GHz e 22 GHz, a temperatura ambiente e a 20° K.

Il motivo per cui queste misure vengono fatte è verificare se la tecnologia dei semiconduttori HEMT al Fosforo di Indio (InP) può fornire significativi vantaggi in termini di dinamica e di rumore rispetto alle attuali tecnologie in uso, come Arseniuro di Gallio GaAs. Inoltre tali misure dovrebbero fornire uno spunto ad introdurre la tecnologia InP nella progettazione e realizzazione di LNA per radioastronomia.

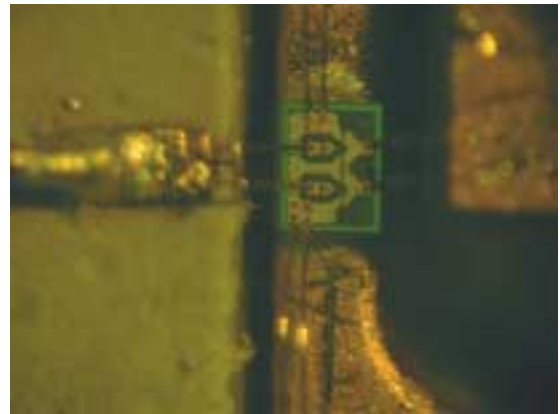
## 2. Descrizione del DUT

Il DUT (Device Under Test) è composto da un supporto *open-carrier* sul quale è incollato un In-P HEMT in formato die. Due *bonding wire*, estremamente corti, collegano i due *Source pads* a gnd. Altri due bond wire collegano rispettivamente il *Gate bonding pad* ed il *Drain bonding pad* alla linea *microstrip* di input ed alla linea *microstrip* di output (vedi fig.2.1). Tali linee *microstrip* riportano il segnale all'esterno del carrier tramite due comuni connettori SMA femmina (vedi fig. 2.3). Notare che funzionalmente, tale dispositivo, non è un Amplificatore bensì solamente un FET.

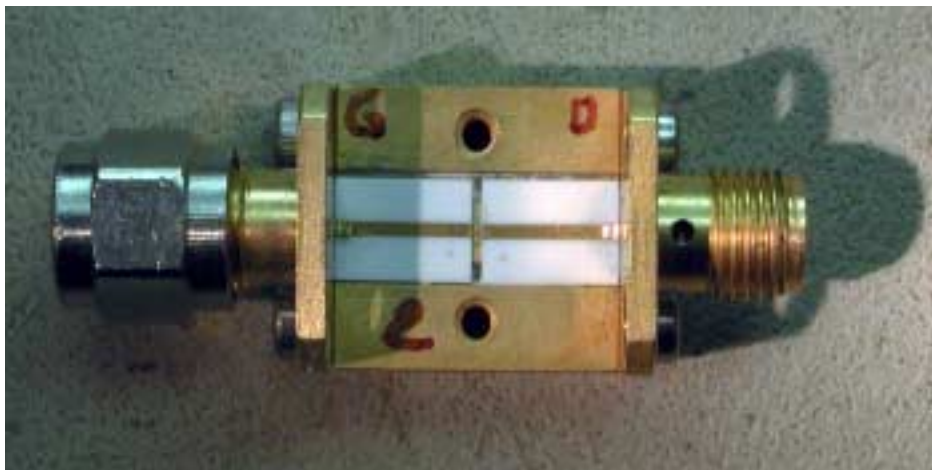
Il montaggio, necessario alla misura con strumenti coassiali, è stato realizzato da **ALENIA**.



**Fig.2.1 HEMT In-P**



**Fig. 2.2 HEMT Ga-As Fujitsu FHR02FH, 0.3 x 0.4 mm, le foto hanno la stessa scala**



**Fig. 2.3 Open Carrier connesso SMA. Si notano le due microstrip su Alumina che convergono al centro dove è montato l'HEMT In-P**

### 3. Banco di Misura

L'architettura del Banco di misura è descritto in figura 3.5. Lo schema di principio non cambia quando si effettuano misure criogeniche. M.A.M.BO. è l'acronimo di Microwave Amplifier Measurement Board ed è un misuratore automatico di cifra di rumore, ideato e costruito nel laboratorio di Microonde I.R.A. a Medicina, le cui specifiche e modalità di funzionamento possono essere reperite attingendo dal Rapporto Interno IRA N° 295/00. In sostanza è equivalente ad Agilent 8970B ed effettua la misura di rumore con conversione DSB in una banda base di alcuni MHz. L'accuratezza dello strumento è stata spinta fino a sfiorare gli standard metrologici. Fanno parte dello strumento le estensioni che sono un generatore di Rumore, un termometro, un mixer e un circolatore a ferrite di adattamento; questi ultimi due, sostituibili, vanno scelti sia in modo da "centrare" il proprio range di frequenza sia in modo da fornire una copertura completa da 2 a 22 GHz.

Si noti che nel misuratore MAMBO, l'attenuatore di alta precisione montato permanentemente in serie al Generatore di Rumore, porta  $|\Gamma_S|$  all'eccezionale valore di circa  $-35$  dB riducendo fortemente gli errori di misura dovuti a disadattamento.



Figura 3.1: generatore di rumore

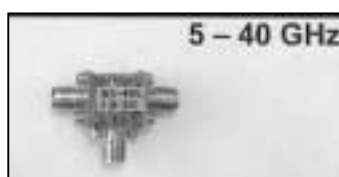


Figura 3.2: Mixer MARKY



Figura 3.3: Mixer RHG M2-26

L'oscillatore locale dialoga con l'unità M.A.M.B.O. via HP-IB. Il software di gestione di M.A.M.B.O., scritto in ambiente LabView® sovraincarica all'automazione della misura.

Il DUT viene alimentato tramite due Bias Tee (Figura 4.7 e 4.8) sulla stessa linea ove transita il segnale

L'alimentazione all'HEMT viene fornita da un alimentatore specifico per FET.

Si tratta di un progetto ad-hoc sviluppato almeno 20 anni or sono dai laboratori NRAO per i primi LNA Ga-As FET e tuttora utilizzato con successo.

Esso è provvisto di 2 regolazioni; Voltaggio di drain e Corrente di drain.

La regolazione di tensione, impone il voltaggio ai capi del circuito di drain.

La regolazione di corrente, impone un valore di  $V_{GS}$  tale per cui scorra in drain la corrente desiderata. A quest'ultima regolazione, si somma l'effetto di un circuito di retroazione che può variare  $V_{GS}$  al fine di mantenere costante  $I_D$  al valore impostato dall'operatore.

Se ad esempio varia la temperatura,  $V_{GS}$  varierà in maniera tale da mantenere  $I_D$  costante.

In fase preliminare di misura sono state trovate sperimentalmente le condizioni di bias tali da minimizzare il rumore su tutta la banda.

Tali condizioni, valide sia per entrambi i campioni sia a tutte le temperature sono:

$$V_{DS} = 0.5 \text{ V } (+/- 0.15) \text{ V}$$

$$I_D = 5 \text{ mA } (+/- 2) \text{ mA}$$

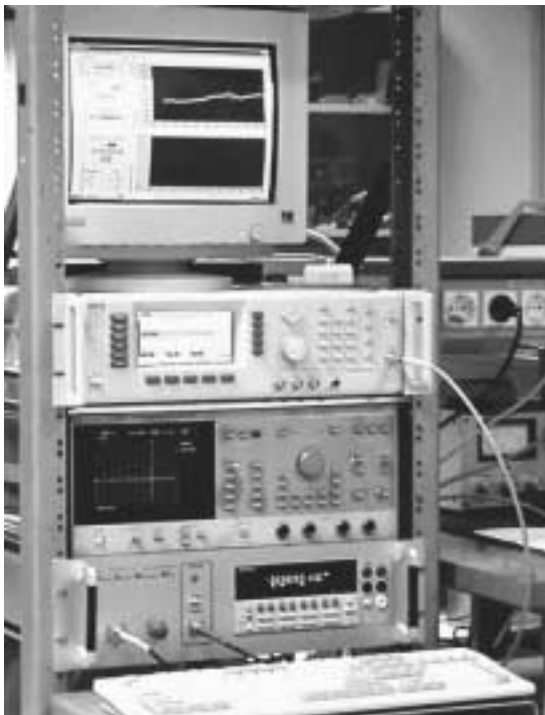


Fig. 3.4: Misuratore di Rumore M.A.M.B.O.

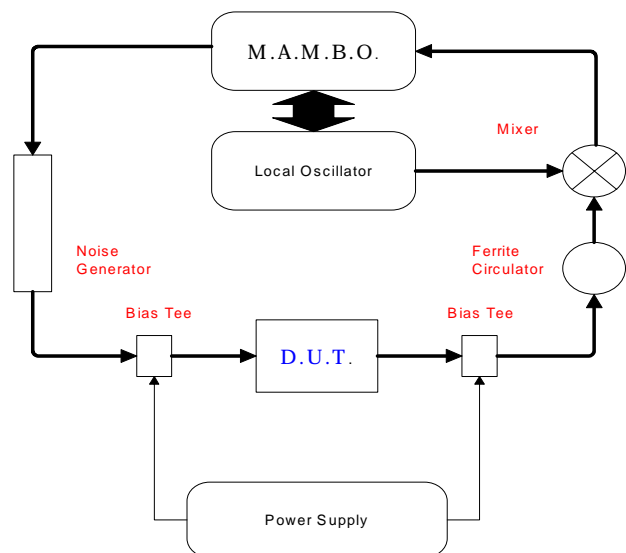


Fig. 3.5: Schema a blocchi della misura

Le impostazioni di MAMBO sono state le seguenti:

Banda Passante Istantanea                    100 MHz  
 Costante di Tempo (Video Filter):        0.3 sec  
 N° di Medie:                                        4  
 Sotto Bande RF:                                    2 ÷ 6.5, 7.0 ÷ 17, 16.5 ÷ 26.5 GHz

Le coppie circolatore – mixer sono state le seguenti:

<b>Banda</b>	<b>Coppia Mixer - Isolatore</b>	
	<b>Mixer</b>	<b>Circolatore a ferrite</b>
<b>Generatore Wiltron 68159B</b>  2 ÷ 6.5 GHz	<b>RHG M2-26</b>  Conv. Loss. < 7 dB Isol L-R ~ 20 dB	<b>Mica 7Y213</b>  Banda: 2.5-6.5GHz Isol. > 22 dB I.L. < 0.2 dB
<b>Generatore Wiltron 68159B</b>  7.0 ÷ 17 GHz	<b>RHG M2-26</b>  Conv. Loss < 7 dB Isol. L-R ~ 20 dB	<b>Mica 7-17</b>  7.0 – 17 GHz Isol. > 22 dB I.L. <0.2 dB
<b>Generatore Wiltron 68159B</b>  16.5 ÷ 26.5 GHz	<b>MARKY M90540</b>  Conv. Loss < 8dB Isol L-R ~ 25 dB	<b>Mica C-318S10</b>  16-27 GHz Isol. > 18 dB I.L. < 0.5 dB

## 4. Caratterizzazione del Banco

Per eseguire le misure è stato necessario svolgere alcune operazioni preliminari. Ogni elemento della catena di misura è stato caratterizzato in modo da poter detrarre in fase di post elaborazione le attenuazioni ed il rumore introdotti dai dispositivi stessi.



Figura 4.1 fKf significa connettore doppia femmina K<sup>®</sup>

Per quanto concerne le misure criogeniche, oltre ad i dispositivi fino ad ora descritti si sono dovuti considerare anche gli effetti introdotti dai cavi di inox e rame all'interno del Dewar ( Figura 4.2 e 4.3 ) necessari per interfacciare l' InP-Fet raffreddato a 20°K con il sistema esterno di misura.

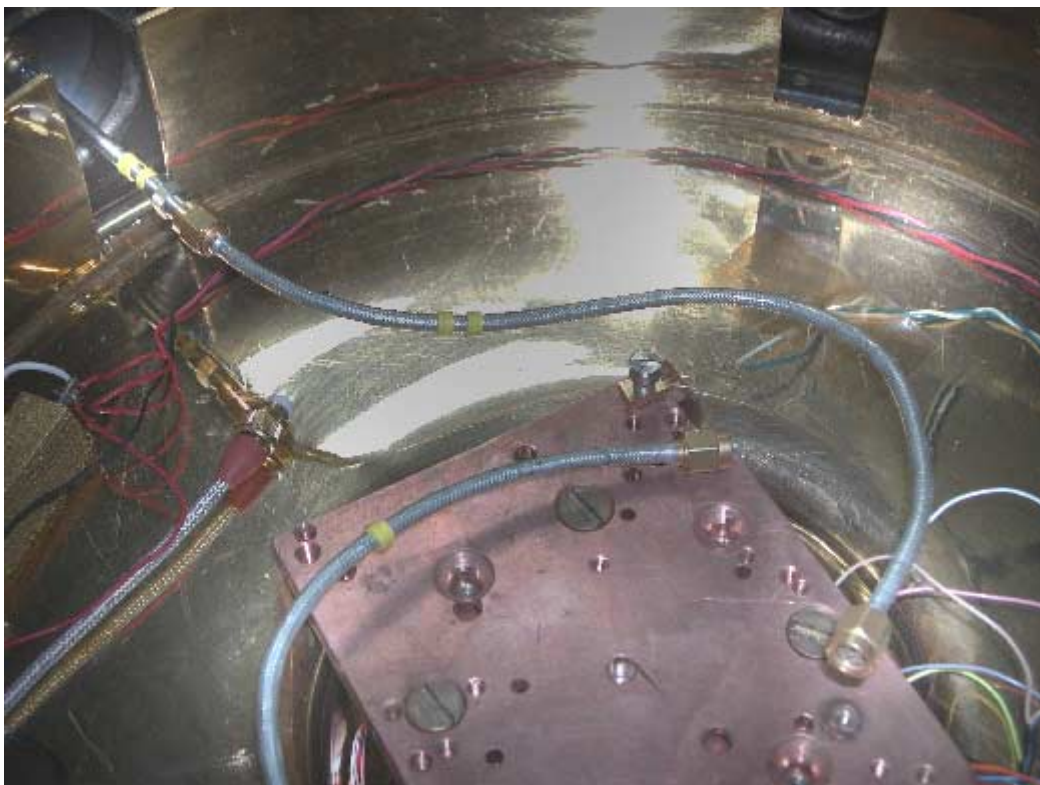


Figura 4.2: Particolare dell'interno della camera a vuoto (Dewar), si riconosce la piastra di Cu che opera a 20° K





**Figura 4.3: Particolare dell'interno del Dewar; cavetto coassiale SS141 in acciaio inox**

Le transizioni, i bias Tee, i cavi inox e rame sono stati caratterizzate con il VNA Agilent 8720D per determinarne le caratteristiche di attenuazione al variare della frequenza nell'intervallo in esame.

Il banco di caratterizzazione si può così schematizzare

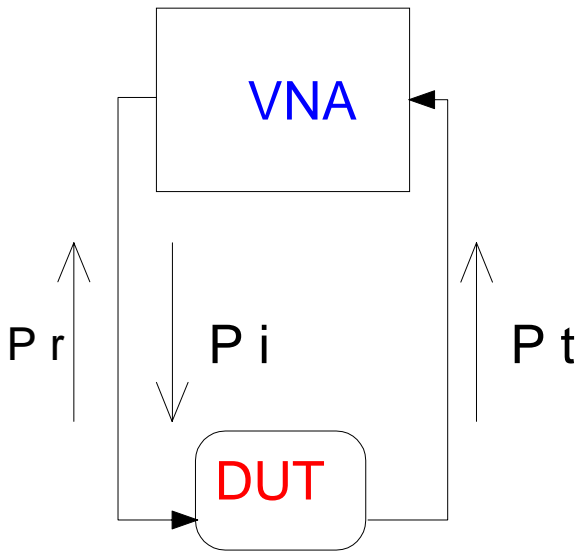


Fig 4.4

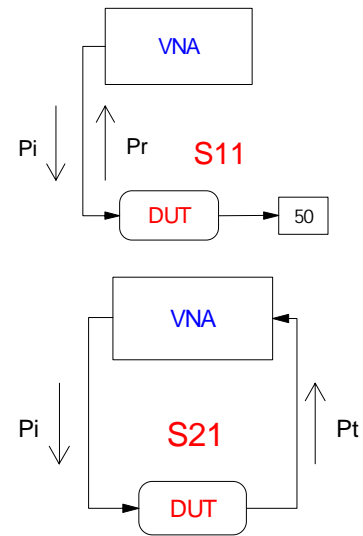


Fig. 4.5

La temperatura di rumore introdotta da una linea di trasmissione è funzione dell'attenuazione "ohmico-dissipativa" e non dell'attenuazione misurata così come viene misurata dal VNA. La lettura  $|s_{21}|^2$  di una linea di trasmissione (comunemente chiamata attenuazione) in realtà comprende sia la perdita dovuta a dissipazione sia le perdite di ritorno dovute ai coefficienti di adattamento del DUT che sono maggiori di zero ( $\Gamma_I > 0$ ,  $\Gamma_O > 0$ ). Poiché non possiamo misurare direttamente l'attenuazione dovuta a dissipazione dobbiamo ricavarla attraverso l'elaborazione di dati ottenuti da altre misure. Con il VNA possiamo agevolmente misurare due grandezze, il Return Loss (**RL**) e l'Insertion Loss (**IL**) che rappresentano rispettivamente il parametro  $|s_{11}|^2$  della matrice di scattering rappresentativa del DUT (che in questo caso viene identificato con una linea di trasmissione o un bias Tee) quando lo stesso è chiuso su un carico adattato e il Parametro  $|s_{21}|^2$  della medesima matrice quando il DUT è connesso fra le due porte del VNA.

Di seguito vengono riportate le espressioni che legano IL, RL con l'attenuazione dissipativa (Loss).

Dato che, per componenti di alta qualità quali sono i Bias Tee di produzione Anritsu, ci si aspetta che il disadattamento d'impedenza intrinseco di tali dispositivi sia particolarmente basso, ne consegue che IL e Loss siano numericamente molto simili fra loro.

$$RL = 10 \cdot \text{Log}_{10} \frac{P_r}{P_i} \quad [dB] \quad (4.1)$$

$$IL = 10 \cdot \text{Log}_{10} \frac{P_t}{P_i} \quad [dB] \quad (4.2)$$

$$Loss = \frac{P_t}{P_i - P_r} = \frac{P_t}{P_i - P_i \cdot 10^{\frac{RL}{10}}} = \frac{P_t}{P_i} \cdot \frac{1}{1 - 10^{\frac{RL}{10}}} \quad (4.3)$$

$$Loss_{[dB]} = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left[ \frac{P_t}{P_i} \cdot \frac{1}{1 - 10^{\frac{RL}{10}}} \right] = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left( \frac{P_t}{P_i} \right) - 10 \cdot \text{Log}_{10} \left( 1 - 10^{\frac{RL}{10}} \right) = IL - 10 \cdot \text{Log}_{10} \left( 1 - 10^{\frac{RL}{10}} \right) \quad (4.4)$$

I Bias Tee sono necessari per polarizzare i FET utilizzando la medesima linea di ingresso usata per la RF e lo schema elettrico che li rappresenta è riportato in Figura 4.6

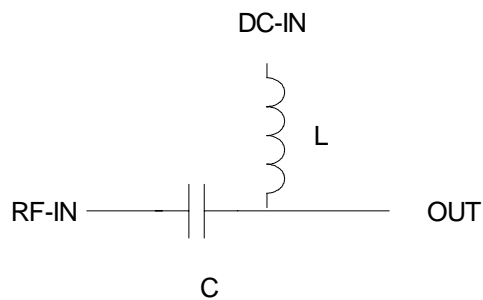


Figura 4.6: Schema del Bias Tee



Fig 4.7 Bias Tee



Fig. 4.8 Bias Tee

La capacità C disaccoppia il circuito a monte del Bias Tee in modo che la componente continua vada solo verso il circuito da polarizzare e non verso la sorgente di segnale. Analogamente l'induttanza L disaccoppia la RF dall'alimentazione in modo che il segnale vada solo verso OUT e non verso l'alimentazione.

I risultati delle misure descritte per quanto riguarda i due Bias Tee sono rappresentati nel grafico di Figura 4.9 e sono stati ottenuti da un foglio elettronico MS Excel<sup>®</sup> dove sono stati caricati i dati letti dal VNA ed applicata la (4.4).

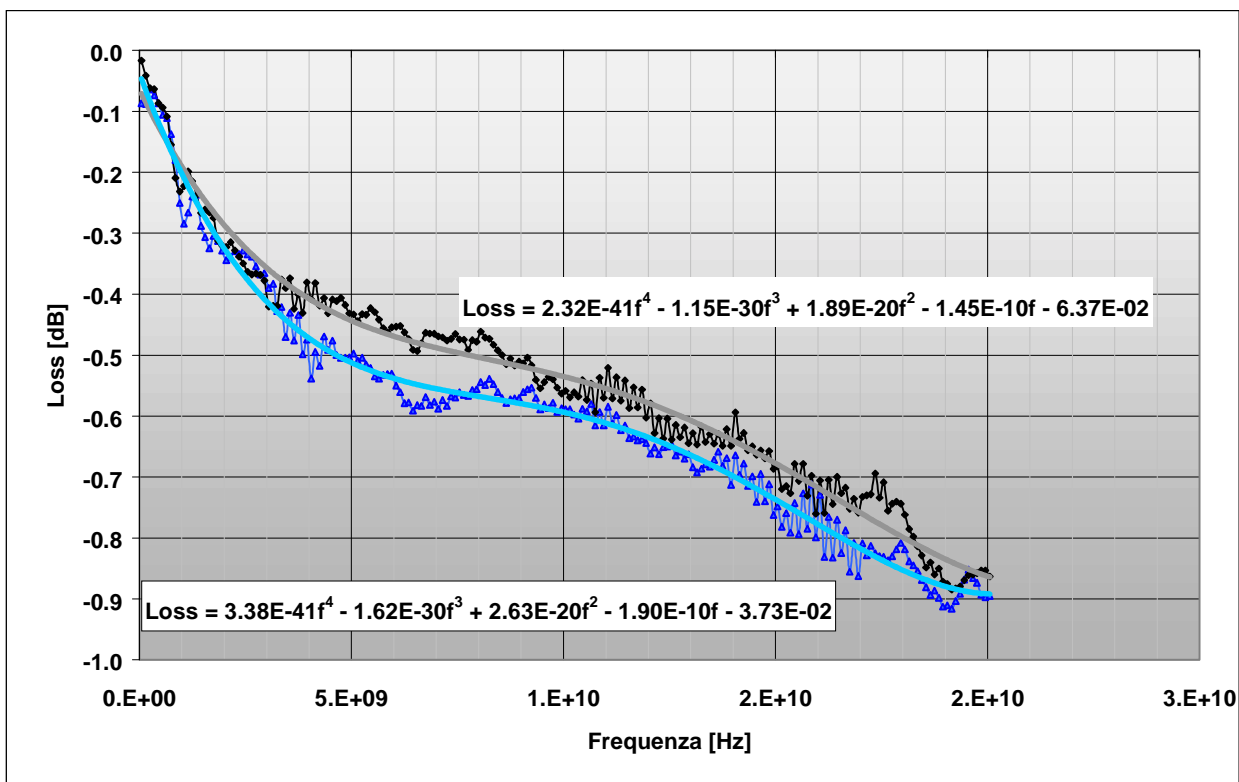


Figura 4.9: Attenuazione dissipativa dei Bias Tee

Poiché il numero di punti con cui Il VNA effettua la misura è molto superiore a quello ottenibile con M.A.M.BO e quindi una successiva post elaborazione con MS Excel sarebbe risultata difficoltosa, è stata ricavata una curva interpolante che rappresentasse in modo accettabile l'andamento continuo della misura in modo da poterla applicare in fase di analisi dei dati rilevati con M.A.M.BO.

La curva superiore (nera) è relativa al Bias Tee Anritsu (vedi fig 4.7), mentre la curva inferiore (azzurra) è relativa al Bias Tee Wiltron (vedi fig. 4.8).

Il processo di caratterizzazione adottato per i Bias Tee è stato eseguito per tutti gli elementi che compongono la catena del banco di misura.

Nel caso della misura a temperatura ambiente, al DUT sono stati aggiunti solamente un Bias Tee in Input ed un Bias Tee in Output.

Nel caso della misura a 20° K, al DUT vengono aggiunti nell'ordine: all'ingresso: Bias Tee, Cavo coassiale inox, cavo coassiale Cu, mentre in uscita: Cavo coassiale Cu, Cavo coassiale inox, Bias Tee.

Le attenuazioni dissipative relative ai cavi inox e Cu sono riportati nella seguente figura 4.10. Notare che il cavo "Inox 1" presenta un "buco" di risonanza fra 6.5 GHz e 10.0 GHz. Per minimizzare tale effetto si è deciso di montare tale cavo "in uscita" in modo che l'effetto venga "mascherato" dal guadagno del DUT, inoltre in tale range di frequenza, eludendo l'equazione polinomiale "LossSS", i dati di attenuazione sono stati impostati manualmente nei fogli di calcolo MS Excel.

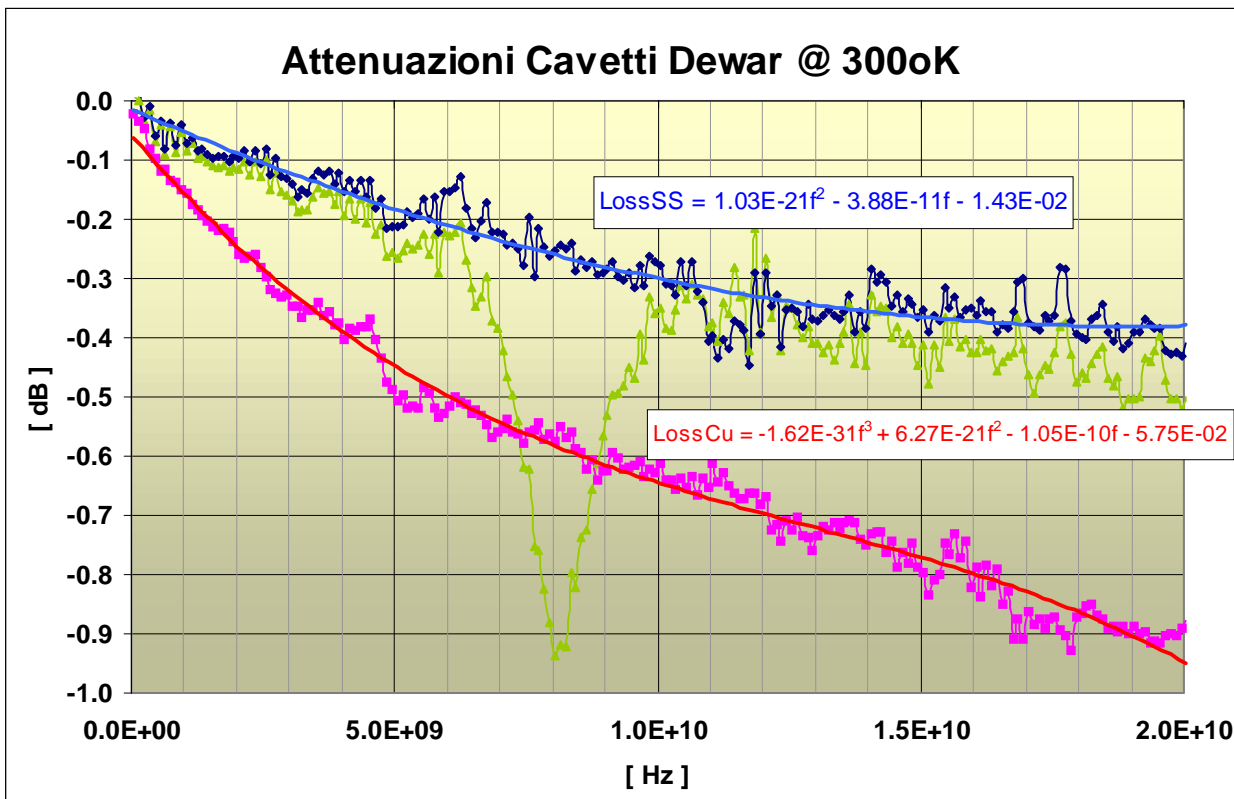


Figura 4.10: Attenuazione dissipativa dei cavetti coassiali .141 Inox 2 (blù), Inox 1 (verde), Cu 1, Cu 2 (rosso) alla temperatura ambiente. LossSS = Loss Stainless Steel, LossCu= Attenuazione cavo rame.

I cavi coassiali, così come tutti i conduttori elettrici, aumentano la conducibilità al diminuire della temperatura. Pertanto ci si aspetta che l'attenuazione alla temperatura fisica  $T=20^\circ\text{K}$  di un cavo coassiale sia inferiore dell'attenuazione che lo stesso presenta alla temperatura ambiente.

Valutare tale effetto diventa ancora più difficile quando lo spezzone di cavo coassiale semirigido .141 (di seguito indicato per semplicità “cavetto”) non ha una temperatura nota. Infatti il cavetto inox funge da isolante termico e la temperatura è distribuita, lungo il cavo stesso in modo non-lineare. Di seguito è descritto lo studio sperimentale e di simulazione per la determinazione del gradiente termico fra le estremità e dell’attenuazione.

Il cavetto inox .141 è formato da un conduttore centrale a sua volta composto da un “core” in “Stainless Steel” (non meglio specificato), ed una finitura superficiale “cladding” in Ag. Il dielettrico è PTFE (Teflon), la camicia esterna è realizzata in non meglio specificato “Stainless Steel”. Assumiamo le condizioni molto probabili che il materiale sia AISI 304 oppure AISI 316, e che il PTFE, che ha una conducibilità termica ben inferiore all’inox, non domini la conduzione del calore. Assumiamo che anche lo strato di Ag non domini la conduzione del calore ( tale assunzione è possibile in quanto lo strato Ag è estremamente sottile).

Con l’ausilio di un software specifico (CryoComp 2.0<sup>®</sup>) è possibile calcolare la distribuzione di temperatura lungo il cavetto inox.

Da precedenti misure non pubblicate si conosce l’attenuazione del cavetto sia a temperatura ambiente sia quando un capo è raffreddato e la temperatura si distribuisce, con il proprio andamento naturale, a ridosso della lunghezza del cavo.

Con l’ausilio di un foglio elettronico MS Excel abbiamo sezionato virtualmente il cavetto in un numero sufficientemente grande di elementi e calcolato temperatura fisica, attenuazione e temperatura di rumore sia di ogni sezione sia totale.

È emerso che l’attenuazione del cavetto raffreddato, a qualunque frequenza fra 1 – 22 GHz, sia regolata dalla seguente formula empirica

$$\text{Loss-cold[dB]} = 0.85 * \text{Loss-hot[dB]} \quad (4.5)$$

E che, per qualunque frequenza nel range 1 – 22 GHz, si possa considerare l’intero cavetto ad una temperatura fisica equivalente di circa 215° K.

Il cavetto Cu si comporta in maniera analoga per quanto riguarda l’attenuazione (vale la (4.5)) mentre la temperatura fisica è quella letta dal termometro criogenico (tipicamente 20° K) ed è costante lungo tutta la lunghezza in quanto il Cu si comporta come ottimo conduttore di calore.

## 5. Algoritmi di detrazione delle Attenuazioni

Lo schema, generico, del collegamento è il seguente.

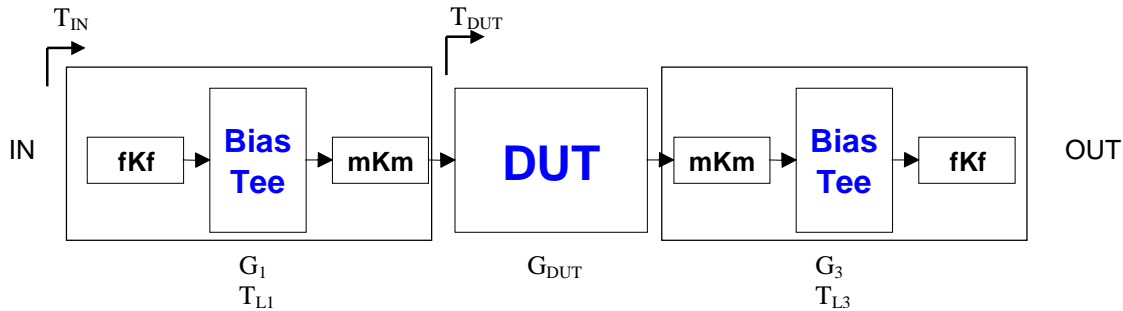


Fig. 5.1 Ad ogni elemento è assegnato un Guadagno ed una Temperatura di rumore

Dove:

$T_{IN}$  := Temperatura letta dal Misuratore di rumore

$T_{DUT}$  := Temperatura del DUT inteso come insieme HEMT In-P montato su carrier e connesso.

$G_1, G_{DUT}, G_3$  := Guadagno disponibile dei vari stadi.

$T_{L1}, T_{L3}$  := Temperature fisiche delle linee.

Notiamo che:

Le incognite da trovare sono  $T_{DUT}$  e  $G_{DUT}$

$G_1$  e  $G_3$  sono noti dalla caratterizzazione, e benché  $G_{DUT}$  sia incognito, il prodotto  $G_{TOT} = G_1 * G_{DUT} * G_3$  è misurato quindi conosciuto.

$G_{TOT}$  è “Available Gain”, sfortunatamente MAMBO misura l’Insertion Gain. Considerare tali grandezze sinonime equivale a commettere un errore concettuale. Considerando la difficoltà di misura di  $G_{AV}$  ed il fatto che dalla letteratura apprendiamo che la differenza numerica fra i due guadagni è modesta [2], in questa sede sostituiamo il Guadagno D’inserzione ( $G_{INS}$ ) al Guadagno disponibile ( $G_{AV}$ ) consapevoli di commettere un errore. L’algoritmo corretto verrà applicato in una campagna di misure più accurate da effettuarsi in futuro [4].

L’algoritmo da adottare al fine di trovare le incognite è la generica formula “Cascade Noise Figure Equation” [2] la quale è stata adattata per la Temperatura di rumore anziché la cifra di rumore, e sono state considerate le “emissioni” termiche delle linee di IN e OUT, tali emissioni sono dovute all’attenuazione ed alla temperatura termodinamica di equilibrio (temperatura fisica) delle singole linee [3 (eq. 7-55a)].

Quindi riferendosi alla nomenclatura di fig. 5.1 abbiamo che:

$$T_{DUT} := \left[ T_{IN} - \left( \frac{1}{G_1} - 1 \right) \cdot T_{L1} \right] \cdot G_1 - \frac{T_{L3}}{G_1 \cdot G_{DUT}} \cdot \left( \frac{1}{G_3} - 1 \right) \quad (5.1)$$

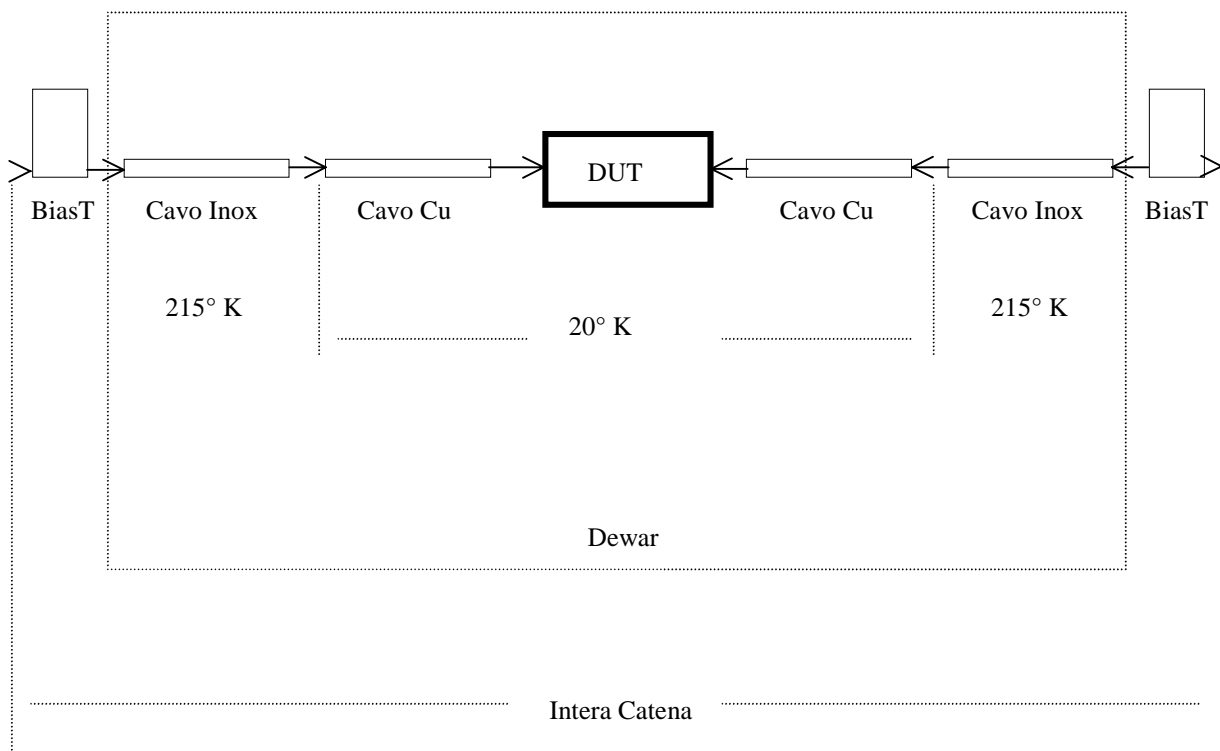
Dove il primo membro a destra dell'uguale “sposta” il punto di vista da  $T_{IN}$  fino a  $T_{DUT}$ , ovvero detrae il rumore introdotto dalla linea di ingresso. Il secondo membro detrae il rumore introdotto dalla linea di uscita.

Una volta ricavato  $G_{DUT}$

$$G_{DUT} := \frac{G_{TOT}}{G_1 \cdot G_3} \quad (5.2)$$

Si può agevolmente calcolare  $T_{DUT}$  in quanto sono noti  $G_{TOT}$  e  $T_{IN}$  dalla misura di rumore;  $G_1$ ,  $G_3$  dalla caratterizzazione dei Bias Tee;  $T_{L1}$ ,  $T_{L2}$  dalla misura di temperatura fisica.

L'algoritmo di detrazione adottato alle misure in Dewar alla temperatura fisica 20° K adotta il medesimo principio appena descritto, è però più laborioso in quanto tale algoritmo viene iterato per ben 3 volte, ovvero tante volte quanti sono gli stadi a temperature diverse. Si possono supporre ben 3 distinte temperature fisiche di funzionamento, Temperatura ambiente misurata ( 300° K), Temperatura media dei cavi inox ( 215° K), Temperatura misurata DUT (20° K)





**Fig. 5.2 Ad ogni elemento è assegnato un Guadagno ed una Temperatura di rumore**

Dapprima si considera DUT il circuito nel Dewar e si detraggono gli effetti dei 2 Bias Tee. I risultati, Temperatura di Rumore e Guadagno della rete nel Dewar serviranno alla seconda iterazione, nella quale si considera come DUT la sezione funzionante a 20° K quindi si possono detrarre gli effetti dei due cavi coassiali inox. Ancora una volta, i risultati serviranno alla terza ed ultima iterazione nella quale si considera DUT il carrier connesso porta die, quindi si possono detrarre gli effetti dei due cavetti coassiali di Cu funzionanti a 20° K.

## 6. Risultati

I seguenti grafici mostrano le temperature di rumore con ingresso su 50Ohm ( $T_{50}$ ).  
La nomenclatura adottata nelle etichette è la seguente:

**N1** = Identifica Hemt N° 1

**N2** = Identifica Hemt N° 2

**300oK** = Il DUT è a temperatura ambiente, il valore preciso è inserito nei fogli MS Excel può variare leggermente ed è stato acquisito al momento della misura.

**20oK** = Il DUT è a temperatura criogenica. il valore preciso è inserito nei fogli MS Excel può variare leggermente ed è stato acquisito al momento della misura

**DE** = parola chiave, se presente indica che il dato è “de-embedded” cioè ripulito degli effetti di rumore delle linee di collegamento.

**0V5** = Tensione di alimentazione (es. 0.5V)

**5m0** = Corrente di alimentazione ( es. 5.0 mA)

Le fig. 6.1, 6.2, 6.3 mostrano le misure condotte a temperatura ambiente. Esse riportano quattro grafici, N1 dato grezzo, N2 dato grezzo, N1 dato ripulito, N2 dato ripulito.

Le fig. 6.4, 6.5, 6.6 mostrano le misure condotte a 20° K già ripulite, del campione N° 1.

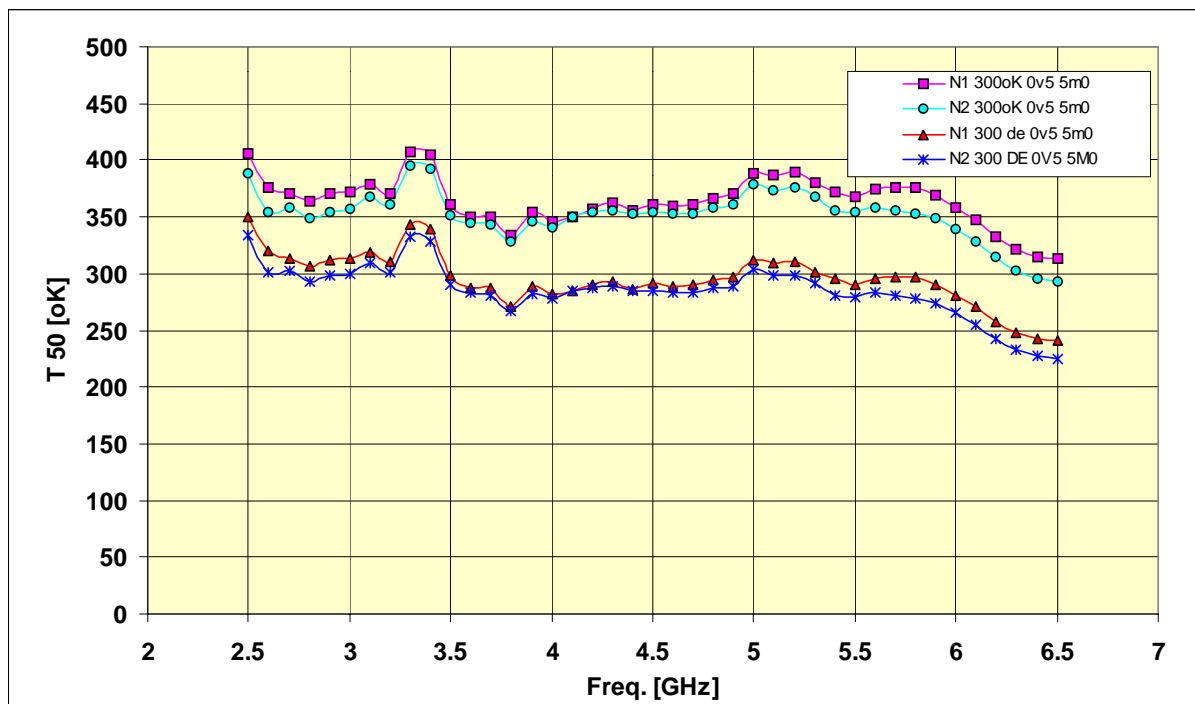


Fig. 6.1

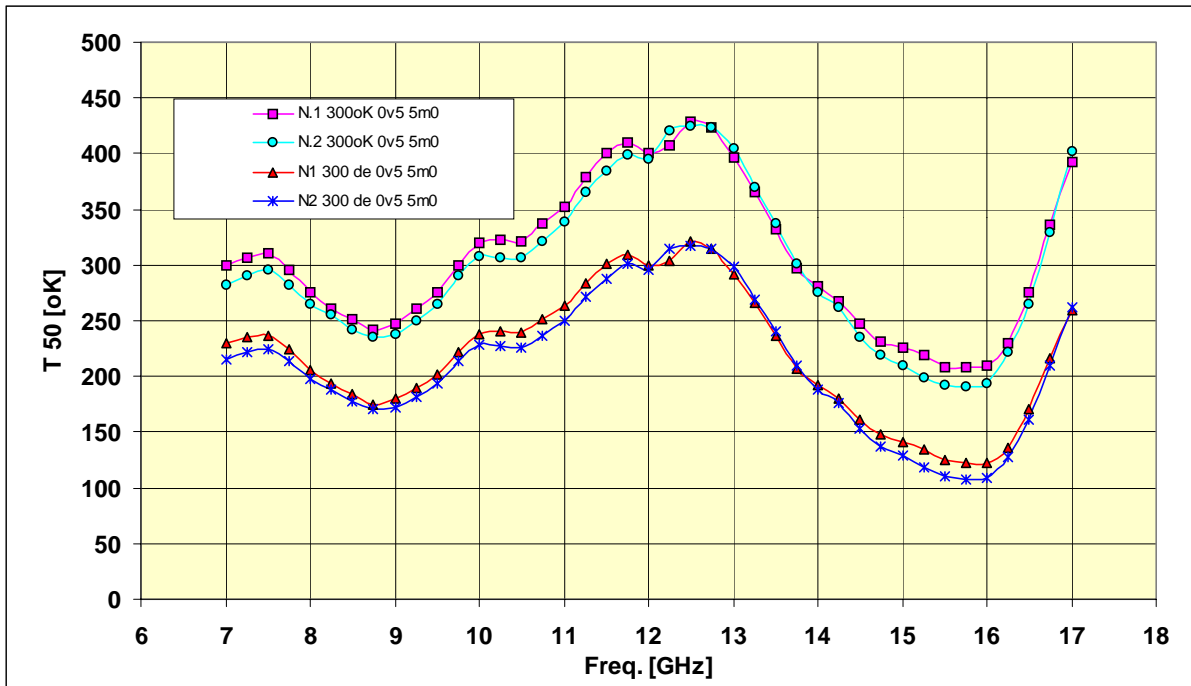


Fig. 6.2

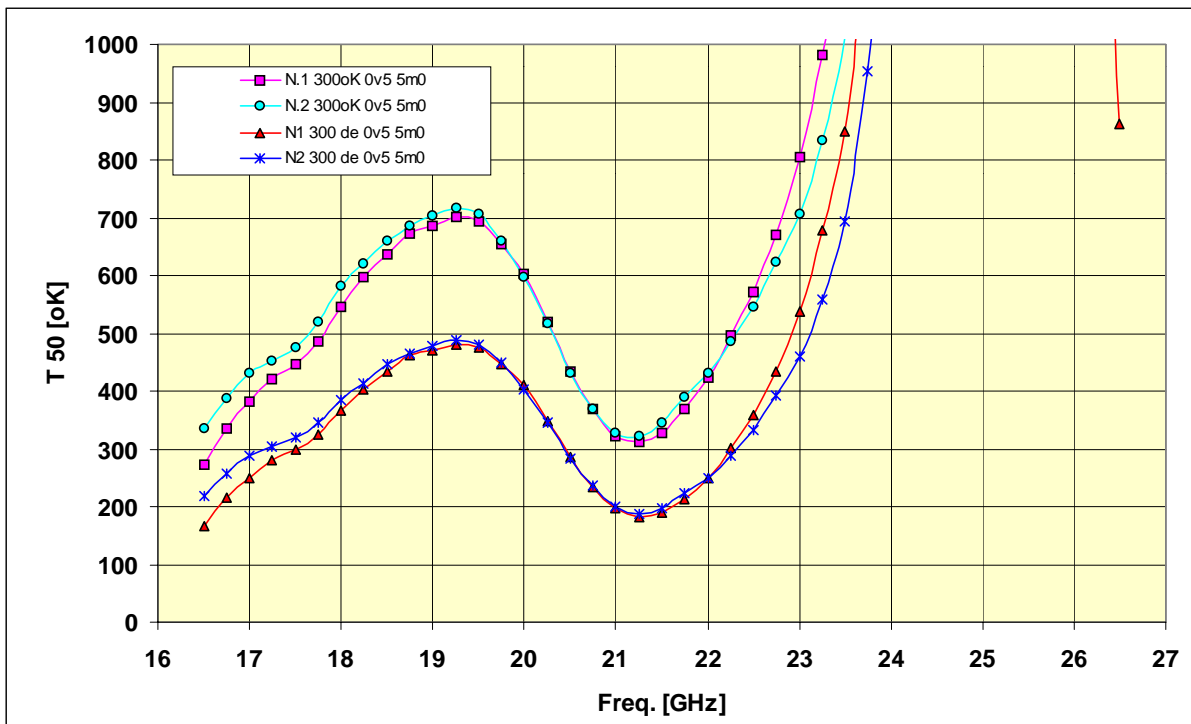


Fig. 6.3

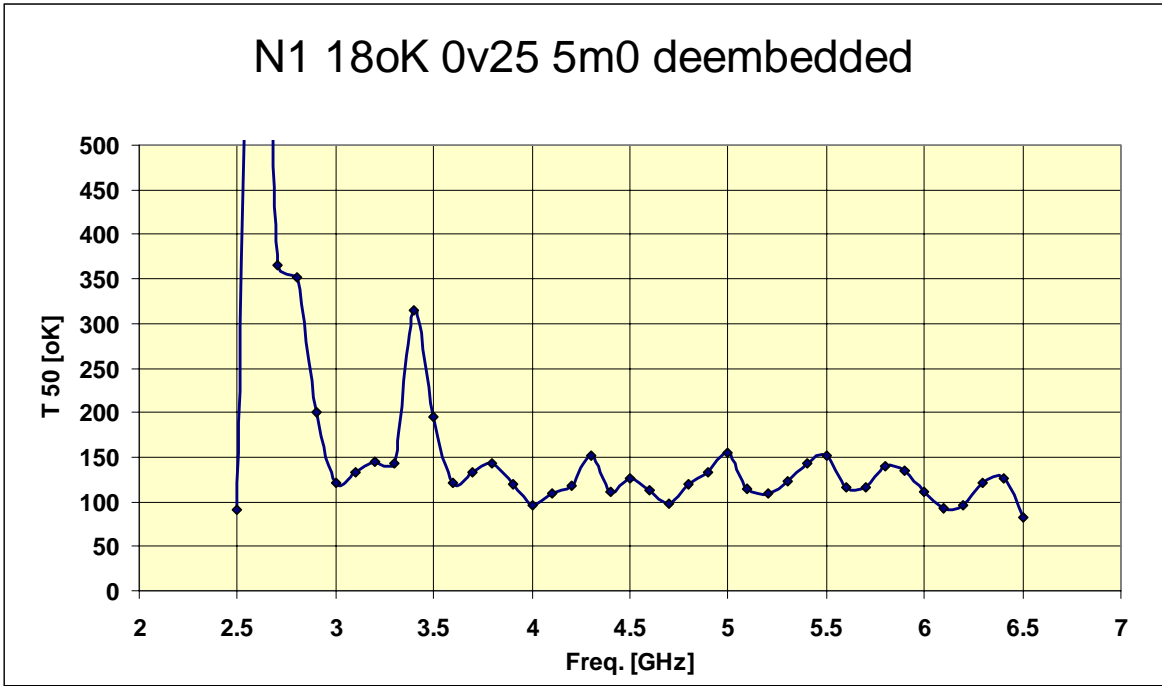


Fig. 6.4

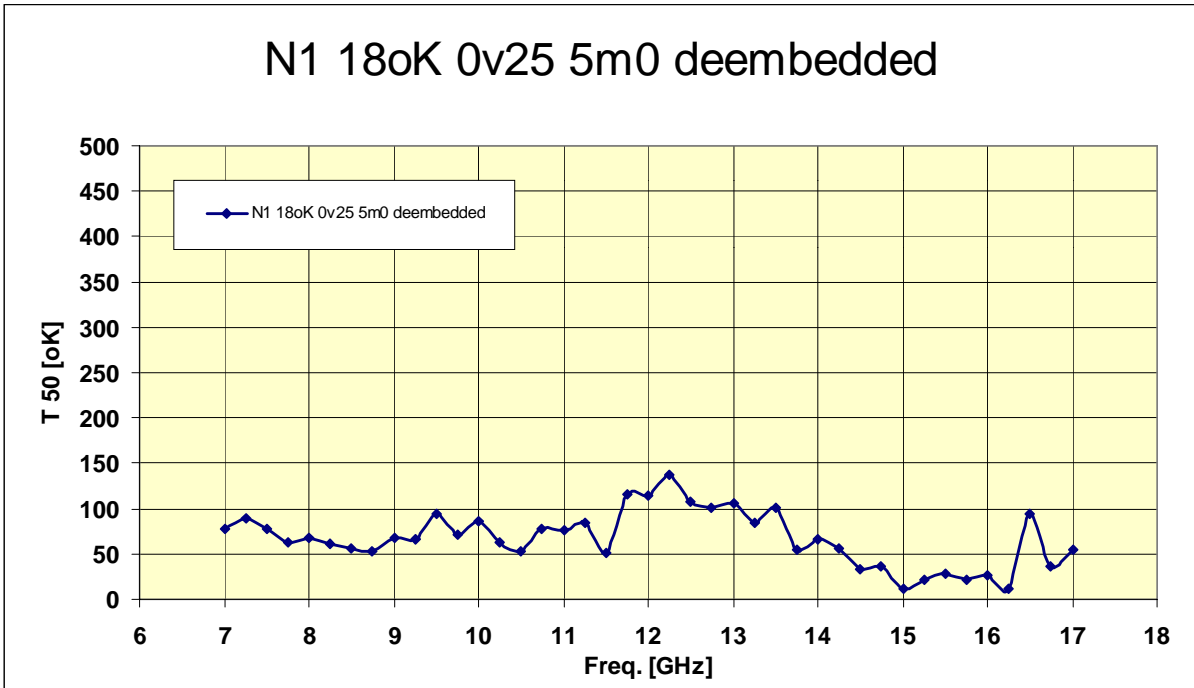


Fig. 6.5

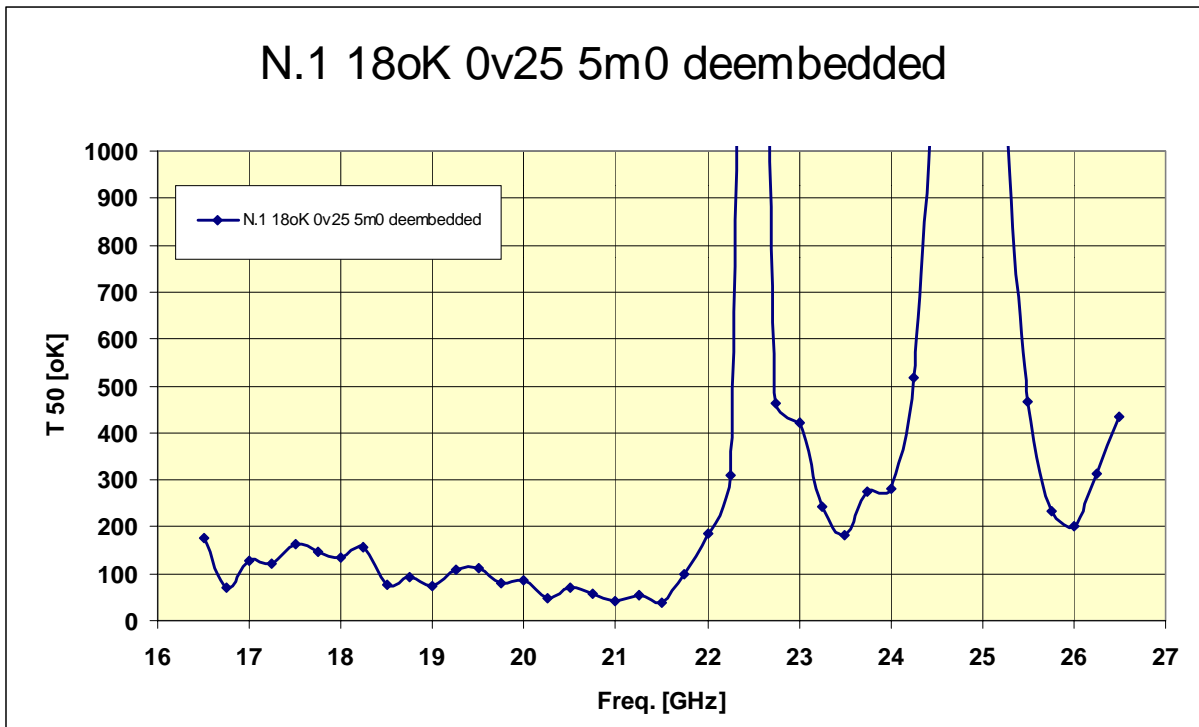


Fig. 6.6

## 7. Conclusioni

Le misure di Temperatura di Rumore ( $T_{50}$ ) effettuate su i due campioni di HEMT In-P sia a temperatura ambiente sia a temperature criogeniche hanno mostrato che il valore  $T_{50}$  presenta un minimo, per un bias 0.5 V 5.0 mA per ciascun HEMT, a ciascuna frequenza, a ciascuna temperatura. Tale minimo si presenta particolarmente largo da non richiedere ritocchi dei valori di bias durante il run di misura.

Dal confronto fra i dati di ciascun campione emerge che il comportamento è praticamente il medesimo, pertanto possiamo affermare che i due HEMT sono uguali e presentano una bassa dispersione delle caratteristiche.

La fig. 7.1 riporta il valore  $T_{50}$  (@ 300°K) simulato con *Ansoft Microwave Harmonica* per un **Fujitsu FHR02X** che è un HEMT Ga-As di cui sono noti i parametri  $s$  ed i parametri di rumore (le due curve forniscono un'idea grossolana dell'errore).

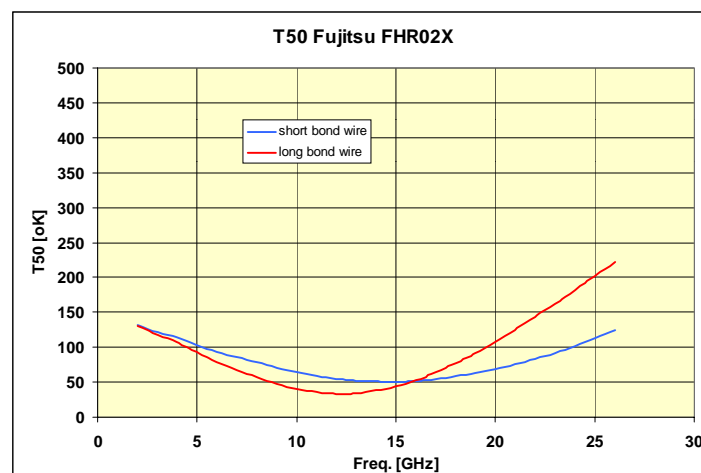


Fig. 7.1  $T_{50}$  di un GaAs HEMT

Si nota che **i valori misurati di  $T_{50}$  sono particolarmente alti**. Sono nettamente più elevati di ciò che ci si aspetta da dispositivi In-P e/o da dispositivi Ga-As.

Il procedimento di misura è stato curato in ogni dettaglio conosciuto, dalla preparazione del banco al post-processing, passando per l'esecuzione della misura stessa. L'accuratezza del risultato, benché non sia conosciuta è stata minimizzata tramite l'utilizzo di strumentazione estremamente accurata sulla quale ha operato personale specializzato.

Ciononostante al fine di dissipare dubbi sul procedimento, **suggeriamo di ripetere le misure su un campione HEMT Ga-As di produzione commerciale e con caratteristiche note**.

## 8. Bibliografia

- [1] S. Mariotti, T. Pisanu, A. Scalambra, - Misuratore Automatico di cifra di rumore M.A.M.BO., - Rapporto Interno IRA 295/00
- [2] Fundamentals Of RF and Microwave Noise Figure Measurements, AN 57-1, - Hewlett Packard.
- [3] J. Kraus, - Radioastronomy, cap. 7-4 - Ed. Cygnus-Quasar Books
- [4] Marco De Dominicis, comunicazione privata.

Pagina bianca per scopi tipografici