

**REALIZZAZIONE DI UN BANCO DI MISURA
DEL RUMORE 1/F PER FREQUENZE
MILLIMETRICHE**

*Monari Jader, Orfei Alessandro, Mariotti Sergio
Scalambra Alessandro, Poloni Marco*
**Istituto di Radioastronomia CNR Bologna
IRA 298/00**



..... **RISPARMIA CARTA, SALVA GLI ALBERI ! STAMPA FRONTE - RETRO !**

<u>INTRODUZIONE</u>	5
<u>CAPITOLO 1</u>	7
<u>DETERIORAMENTO DELLA SENSIBILITÀ DEI RICEVITORI</u>	7
1.1 - GENERALITÀ.....	7
1.2 - TECNICA LOCK-IN.....	12
<u>CAPITOLO 2</u>	16
<u>PROCEDIMENTO DI MISURA</u>	16
2.1- DESCRIZIONE TEORICA. [REF. 22].....	16
2.2 - DESCRIZIONE DEL BANCO E DEL PROCEDIMENTO DI MISURA.....	19
2.3 - ANALISI DEL PROCEDIMENTO DI MISURA.....	22
2.4 - DESCRIZIONE GENERALE DELLA MISURA IMPLEMENTATA CON SOFTWARE LABWINDOWS/CVI.	27
2.5 - IDUT.....	31
2.6 - RISULTATI DELLA MISURA.....	34
<u>CAPITOLO 3</u>	43
<u>DESCRIZIONE DEL SOFTWARE</u>	43
3.1 - LABWINDOWS/CVI - SYSTEM OVERVIEW.....	43
3.2 - STRUTTURA DI UN PROGRAMMA LABWINDOWS/CVI.....	46
3.3 - DESCRIZIONE DEL CODICE PER LA GENERAZIONE DELLO STRUMENTO VIRTUALE “1/F WORKBENCH”.....	50
3.4 - DESCRIZIONE DELLE FUNZIONI DI ACQUISIZIONE DATI E FITTING.....	65
<u>CONCLUSIONI</u>	68
<u>APPENDICE 1</u>	71
<u>COMPONENTI IMPIEGATI</u>	71
A1.1 - JCA TECHNOLOGY MODEL JCA48 – 201.....	77
A1.2 - DETECTORS.....	78
<u>APPENDICE 2</u>	81
ANALIZZATORE DI SPETTRO.....	81
<u>APPENDICE 3</u>	82
RISULTATI DELLE MISURE.....	82
<u>REFERENZE</u>	

INTRODUZIONE

Questo rapporto interno risulta essere l'estratto di una tesi sviluppata presso l'IRA del CNR, che si inserisce in un contesto di attività sperimentali strettamente collegate ad una serie di lavori previsti per i tests dell'esperimento SPOrt.

Lo scopo del seguente lavoro sarà lo studio di fattibilità per la realizzazione di un banco automatico, per la caratterizzazione del rumore $1/f$ generato da amplificatori a microonde. Misure di questo tipo, mirate all'individuazione dei parametri che descrivono la legge di tale rumore e della f_{knee} (la frequenza oltre la quale il rumore bianco domina sull' $1/f$) sono estremamente difficili perché occorre prestare notevole attenzione alle problematiche tecniche nell'allestimento del banco di misura.

Il seguente rapporto interno fornisce la descrizione della parte sperimentale e in particolare risultati ottenuti in questo lavoro. Per chi interessato la parte teorica è disponibile come tesi del Dott. Marco Poloni.

Nel Capitolo 1 verrà presentato come il rumore $1/f$ deteriora la sensibilità dei ricevitori. Questo capitolo risulterà fondamentale per trattare tutte le apparecchiature la cui sensibilità (ossia la minima componente di segnale utile che si è in grado di rivelare) è un parametro molto stringente per i goal scientifici che si vogliono raggiungere. Nella trattazione si descrive come evitare che il rumore interno del ricevitore stesso ed in particolare la componente non deterministica inquina la misura.

Nel Capitolo 2 si descriverà la parte sperimentale, ossia il procedimento di misura ed il banco appositamente allestiti come test. Verrà anche illustrata la metodologia seguita nell'algorithm di post-processing dei dati acquisiti. Saranno quindi presentati i risultati ottenuti e si esporranno le difficoltà incontrate, prima tra tutte la stabilità termica nei vari punti del banco. La misura prevederà di testare il banco con due LNA (Low Noise Amplifier) differenti, un HEMT ed

un MMIC ambedue realizzati con tecnologia al GaAs. Per il secondo dispositivo la misura è svolta a temperatura criogenica di 20K.

Nel Capitolo 3 sarà fornita la descrizione dell'ambiente LabWindows/CVI (National Instruments). Con questo software è stato appositamente realizzato un programma dedicato sia all'acquisizione dei dati che alla loro elaborazione. La strumentazione impiegata per le misure (l'analizzatore digitale di spettro a bassa frequenza) e per il monitoraggio delle temperature del banco (il data logger) verrà pilotata utilizzando lo standard GPIB.

Al termine verranno presentate le conclusioni di questo lavoro.

Nell'appendice di questo rapporto verranno allegate le specifiche dei componenti impiegati nel banco di test e tutti i plottati acquisiti nelle varie misure.

Capitolo 1

Deterioramento della Sensibilità dei Ricevitori.

1.1 - Generalità.

In applicazioni come Deep Space Communications (comunicazioni con satelliti e sonde inviate verso le zone remote dello spazio), tecniche VLBI (Very large Baseline Interferometry), geodinamica per rilevazioni dei movimenti delle placche terrestri e molti altri strumenti radioastronomici (compresi quelli di tipo terrestre per lo studio del CMB) richiedono l'utilizzo di ricevitori con elevate prestazioni in sensibilità e nei riguardi del rumore (Ref. [16] e Ref. [17]). Questi dispositivi si basano su amplificatori criogenici realizzati con HEMT al GaAs o, nei casi più recenti, con InP. In particolare questi ultimi presentano nel campo delle frequenze millimetriche performances eccellenti a bassissime temperature addirittura superiori a quelle dei componenti realizzati con GaAs.

L'attuale livello di conoscenza sulle prestazioni di questi dispositivi individua nella Temperatura di Rumore, uno dei principali parametri caratteristici. La minima temperatura di rumore, T_{\min} può essere definita con la relazione di Fukui (1979) (Ref.[19]):

$$T_{\min} = T_0 K_f \frac{f}{f_T} \sqrt{g_m (r_g + r_s)} \quad [1.1]$$

dove T_0 è la temperatura ambiente (290 K), K_f è un fattore di adattamento che può assumere valori tra 1.2 e 2.5, f è la frequenza, $f_T = g_m / (2\pi C_{gs})$ è la frequenza di taglio intrinseca del dispositivo, g_m è la transconduttanza, r_g ed r_s sono rispettivamente i valori delle resistenze parassite di drain e di source.

Una relazione del tutto simile è quella di Pospieszalski (1989):

$$T_{\min} = 2 \frac{f}{f_T} \sqrt{r_t T_g g_{ds} T_d} \quad [1.2]$$

con T_g e T_d rispettivamente temperature equivalenti di rumore di gate e di drain , g_{ds} è la conduttanza tra drain e source ed $r_t = r_g + r_d + r_{ds}$. Da notare che T_g e praticamente uguale alla temperatura fisica del dispositivo in esame.

Confrontando le due espressioni [1.1] ed [1.2] si riscontra una certa somiglianza e quindi, al fine di diminuire la T_{\min} , lo sforzo dei progettisti di dispositivi è rivolto all'incremento della f_T e alla contemporanea riduzione di r_g ed r_s .

Nei componenti di più recente fabbricazione la T_{\min} è estremamente bassa (qualche K) per cui, in un ricevitore è opportuno considerare che alla riduzione delle prestazioni, in termini di sensibilità (dell'ordine dei $mK \times Hz^{-1/2}$), contribuiscono anche gli altri elementi costitutivi l'apparato stesso.

Un radio ricevitore è infatti composto dall'insieme di vari blocchi, ognuno dei quali introduce il proprio rumore. Si deve perciò tenere conto della T_{sys} , cioè la temperatura di rumore del sistema. Come sarà illustrato tra breve, tale parametro è in grado di condizionare le prestazioni del sistema nel suo complesso.

La sensibilità non è funzione solo del rumore termico. In particolare, a deteriorare la sensibilità di un ricevitore sono le fluttuazioni casuali di guadagno degli amplificatori a larga banda impiegati. Negli schemi dei ricevitori reali, come ad esempio avviene in SPORt, oltre agli amplificatori vengono introdotti altri dispositivi quali il polarizzatore, l'OMT (Orthomode Transducer), filtri, attenuatori ed altri dispositivi le cui funzioni di trasferimento sono legate anche alle fluttuazioni sia di temperatura che dell'alimentazione.

Viene ora analizzato il contributo che queste fluttuazioni hanno sul valore minimo di potenza che può essere rivelato dal ricevitore.

Per vedere gli effetti delle variazioni del guadagno sulla sensibilità, si consideri come punto di partenza la potenza in uscita al ricevitore. Essa può essere espressa mediante (Ref. [20]):

$$P_{\text{out}} = k_B T_{\text{sys}} G \Delta v_{\text{rf}} \quad [1.3]$$

con k_B costante di Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T_{sys} è la temperatura di sistema (vedi appendice), G è il guadagno complessivo del ricevitore e Δv_{rf} è la banda effettiva a radio frequenza. In particolare (vedi Appendice 4):

$$T_{\text{sys}} = T_{S_1} + \frac{1}{G_1} T_{S_2} + \frac{1}{G_1 G_2} T_{S_3} + \dots + \frac{1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}} T_{S_N} \quad [1.4]$$

con G_i e T_{S_i} rispettivamente guadagno e temperatura di rumore dell' i -esimo stadio della catena (N è il numero degli stadi). Inoltre:

$$G = \prod_{i=1}^N G_i = \text{Guadagno Complessivo del Sistema.} \quad [1.5]$$

$$\Delta v_{\text{rf}} = \frac{\left| \int G(v) dv \right|^2}{\int G^2(v) dv} = \text{Banda Effettiva a Radiofrequenza.} \quad [1.6]$$

con $G(v)$ funzione di trasferimento del sistema complessivo espressa in funzione della frequenza.

A causa delle fluttuazioni di guadagno, il segnale a radio frequenza ([1.3]) risulta essere un segnale con un certo drift. All'uscita del diodo rivelatore si avrà un segnale a bassa frequenza come quello illustrato in Fig. 1.1.



Fig. 1.1: Forme d'onda all'uscita edl detector (Ref. [21]).

Purtroppo, da una relazione come la [1.3] non si può distinguere se quanto viene misurato dal detector sia afflitto da variazioni di T_{sys} o di G , grandezze in funzione del tempo.

Per valutare i vari contributi di fluttuazioni applichiamo la sovrapposizione degli effetti. Consideriamo ora le fluttuazioni di guadagno.

Siano $\delta G(t)_j$ le variazioni istantanee di guadagno dei vari stadi; la variazione istantanea complessiva è:

$$\delta G = \sum_{j=1}^N \frac{\delta G_j}{G_j} \prod_{i=1}^N G_i \quad [1.7]$$

Mediando nel tempo la [1.7] e osservando che tra gli stadi della catena di amplificazione le fluttuazioni sono non correlate si determina:

$$\left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\Delta G_i}{G_i}\right)^2 \quad [1.8]$$

L'espressione in [1.8] definisce il contributo al rumore di sistema causato dalle fluttuazioni di guadagno nel loro complesso.

Un calcolo del tutto analogo al precedente può essere effettuato per quello che riguarda le variazioni di temperatura di sistema. Quello che si determina è una espressione del tipo:

$$\left(\frac{\Delta T_{\text{sys}}}{T_{\text{sys}}}\right)^2 = \sum_{i=1}^N \frac{\left(\frac{\Delta T_i}{T_{\text{sys}}}\right)^2 + \left(\frac{T_i}{T_{\text{sys}}}\right)^2 \prod_{k=1}^i \left(\frac{\Delta G_k}{G_k}\right)^2}{\left(\prod_{j=1}^i G_j\right)^2} \quad [1.9]$$

E' importante sottolineare il fatto che nella [1.9] le variazioni di guadagno si ripercuotono in variazioni di temperatura di sistema ma il loro contributo è trascurabile in quanto, solitamente, il denominatore aumenta.

Trasformando nel dominio delle frequenze e combinando i contributi di rumore dovuti a [1.8] ed [1.9] si ottiene l'espressione finale della sensibilità cioè la minima potenza di segnale che il ricevitore deve essere in grado di rivelare:

$$\Delta T_{\text{rms}} = T_{\text{sys}} \sqrt{\frac{1}{\Delta v_{\text{rf}} \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G(f)}{G}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T_{\text{sys}}(f)}{T_{\text{sys}}}\right)^2} \quad [1.10]$$

con τ tempo di integrazione. Dalla [1.10] si nota come l'eccesso di rumore (specificato con in termini di secondo ordine) non dipenda dal contributo di segnale a radio frequenza ma solo dai dispositivi e dalla bontà di come è stato realizzato il sistema.

Ciò comporta che per valori di prodotto $\Delta v_{\text{rf}} \cdot \tau$ che tendono all'infinito, i contributi di errore dovuti al low frequency noise riguardano solo le fluttuazioni di guadagno o di temperatura di sistema. Per ridurre la loro influenza, sono utilizzabili varie tecniche; una di queste è quella di Dicke, alla quale però, a causa di considerazioni pratiche legate ad una perdita intrinseca di sensibilità dovuta al fatto che per il 50% del tempo si osserva un carico di riferimento, vengono preferiti altri approcci basati sia su tecniche di lock-in che su processi di correlazione.

1.2 - Tecnica Lock-In.

In generale, il segnale all'uscita di un ricevitore presenta delle fluttuazioni causate sia dal rumore $1/f$ ma anche da drift termici ed offset dei componenti. Esse possono essere tali da compromettere il risultato della misura, pertanto occorre trovare il modo per aggirare il problema ed eliminare questi effetti indesiderati.

La tecnica del lock-in prevede la modulazione di fase del segnale ricevuto con un opportuno segnale di forma nota la cui frequenza viene indicata con f_{chop} di valore compreso tra qualche centinaio di Hz fino a qualche KHz. Una volta modulato il segnale subisce un filtraggio passa-banda in modo da eliminare tutte le componenti a bassa frequenza originate dall'inverso dei periodi di drift e di offset. L'uscita del filtro viene amplificata in modo da ottenere il valore di rapporto S/N desiderato. Infine si procede alla demodulazione ed alla rivelazione sincrona del segnale.

Uno schema a blocchi dell'amplificatore lock-in e del rivelatore sincrono sono illustrati in Fig. 1.2 e Fig. 1.3:

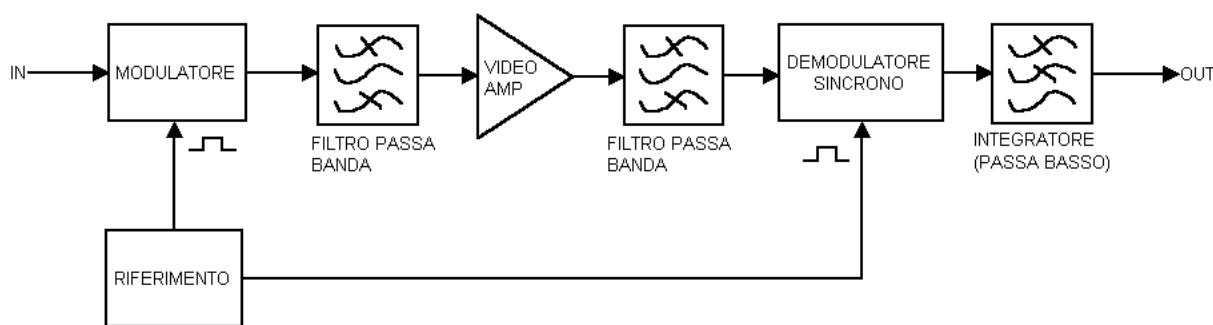


Fig. 1.2: Schema generale dell'anello di Lock-in.

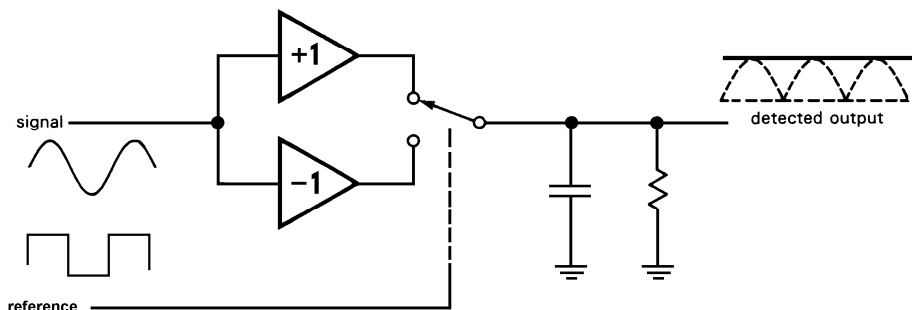


Fig. 1.3: Schema del Detector Sincrono.

La sensibilità del sistema può essere espressa mediante la sua densità spettrale di rumore, S_T :

$$S_T = T_{\text{sys}} \sqrt{\frac{2}{\Delta\nu_{\text{rf}}} + \delta g^2(f)} \quad [1.11]$$

nella quale le fluttuazioni della T_{sys} , per quanto visto in precedenza, sono state trascurate in quanto la $\Pi G_i \gg 1$.

Osservando la [1.9] e la [1.11] si nota come S_T sia legata alla minima potenza rivelabile dalla relazione:

$$S_T = \Delta T_{\text{rms}} \sqrt{2\tau} \quad [1.12]$$

Nella [1.11], $\delta g^2(f)$ è definita come densità spettrale di rumore dovute alle fluttuazioni di guadagno in funzione delle frequenza. Per ipotesi (verificate in pratica [Ref. 20]) si può considerare:

$$\delta g^2(f) \cong \frac{\delta g_1^2}{(f/1\text{Hz})^\alpha} \quad \text{con} \quad \delta g_1^2 = \left(\frac{\Delta G}{G}\right)_1^2 \cdot 2\tau = \left(\frac{\Delta G}{G}\right)_1^2 \frac{1}{\Delta f} \quad [1.13]$$

δg_1^2 rappresenta l'ampiezza di δg^2 in una banda di 1Hz. La [1.13] inoltre evidenzia il legame tra δg_1^2 e la relativa fluttuazione di guadagno $(\Delta G/G)_1^2$. Inoltre Δf indica la larghezza di banda dell'integratore ($\Delta f = 1 / 2\tau$).

Lo spettro identificato dalla [1.11] consente di determinare un valore di frequenza, detto "frequenza di ginocchio, f_{knee} " al disotto della quale l'andamento è esponenziale e di tipo $1/f^\alpha$ (α è l'Indice Spettrale e, nel caso degli HEMT, ha valori tra 0,1 e 0,9); oltre questo valore lo spettro assume un andamento costante e determinato dal rumore Johnson del ricevitore stesso. La f_{knee} vale:

$$f_{knee} = \left(\frac{\Delta v_{rf} \cdot \delta g_1^2}{6} \right)^{1/\alpha} \text{ [Hz]} \quad [1.14]$$

Per valori di frequenza maggiori di f_{knee} la densità spettrale di potenza, del radiometro è solamente individuata dal contributo di rumore bianco e cioè:

$$S_{T_{sys}} \equiv \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta v_{rf} / 2}} \quad [1.15]$$

Si ipotizza che il contributo associato all'incremento della temperatura di sistema, causato da δg^2 , sia limitato ad un "eccesso, ε " rispetto al livello del rumore bianco. Si ha:

$$\frac{S_T}{S_{T_{sys}}} \equiv 1 + \varepsilon \quad [1.16]$$

Fissando il valore di ε si può determinare la frequenza da utilizzare durante il processo di lock-in. Tale frequenza, indicata con f_{chop} , è calcolata mediante:

$$f_{\text{chop}} > \left(\frac{\Delta v_{\text{rf}} \cdot \delta g_1^2}{2(2\varepsilon + \varepsilon^2)} \right)^{1/\alpha} [\text{Hz}] = \left(\frac{3}{2\varepsilon + \varepsilon^2} \right)^{1/\alpha} f_{\text{knee}} \quad [1.17]$$

Quindi: ipotizzando un indice spettrale $\alpha = 1$, per limitare al 10% l'incremento di densità spettrale di rumore dovuto alle fluttuazioni di guadagno occorre che la frequenza f_{chop} risulti almeno 15 volte la frequenza f_{knee} .

Le performances dei ricevitori possono essere ulteriormente migliorate applicando dei procedimenti di correlazione dei segnali a radiofrequenza. Per fare ciò si creano due canali indipendenti di amplificazione (due percorsi di segnale) aventi la sorgente da misurare in comune e si correlano le uscite. In tal modo tutto ciò che è incorrelato ed introdotto dalle due catene di amplificazione, viene eliminato.

Capitolo 2

Procedimento di misura.

2.1- Descrizione teorica. [Ref. 22]

Il procedimento di misura si basa su una tecnica denominata Power-Power Correlation ovvero la correlazione tra due percorsi di segnale aventi una sorgente in comune.

Come sorgente di rumore verrà utilizzato un carico estremamente stabile da un punto di vista termico a temperatura ambiente (290 K). Questa stabilità sarà monitorata tramite un Data Logger (HP 34970A) per tutta la durata della misura.

Per illustrare la tecnica impiegata si può fare riferimento alla seguente Fig. 2.1:

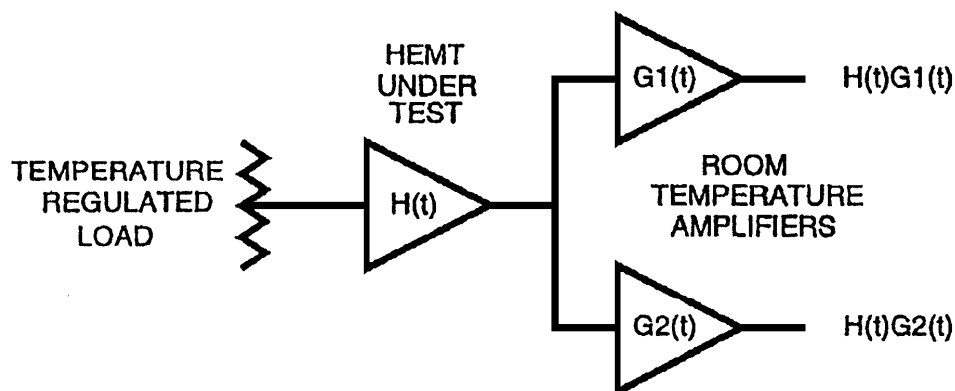


Fig. 2.1: Modello concettuale dello schema di misura.

Il pregio di questo metodo di misura è che si utilizzano come post-amplificazione due catene separate. Le uscite dei due sistemi verranno poi correlate in modo da eliminare tutti i contributi che derivano dalle variazioni dei parametri (guadagno e temperatura di rumore) dei vari componenti impiegati. Detto ciò vale questa ipotesi fondamentale: i due percorsi di segnale sono tra loro non correlati cioè statisticamente indipendenti.

Indichiamo con $H(t)$ la potenza di uscita dell'amplificatore sotto test (DUT) in funzione del tempo. Essa è espressa mediante:

$$H(t) = \bar{H} + \delta H(t) \quad \text{con} \quad \langle \delta H(t) \rangle \equiv 0 \quad [2.1]$$

\bar{H} è il valore medio della potenza di uscita mentre, $\delta H(t)$ è il termine che ingloba i contributi dovuti alle fluttuazioni di guadagno, alle fluttuazioni della temperatura di rumore del DUT e del carico che però è termicamente molto stabile.

Siano poi $G_1(t)$ e $G_2(t)$ i guadagni dei post-amplificatori sempre in funzione del tempo dei due percorsi di segnale. Anche in questo caso è possibile scrivere:

$$\begin{aligned} G_1(t) &= \bar{G}_1 + \delta G_1(t) \\ G_2(t) &= \bar{G}_2 + \delta G_2(t) \end{aligned} \quad [2.2]$$

dove le $\delta G(t)$ sono le variazioni temporali dei guadagni e \bar{G} il valore medio. Dalla [2.2] si ipotizza che i due post-amplificatori presentino solo fluttuazioni di guadagno e che le fluttuazioni della T_{sys} siano trascurabili in quanto il denominatore della [1.9] rende trascurabile tale termine.

La potenza $H(t)$ viene nominalmente divisa in parti uguali nei due rami, per cui a meno di una costante moltiplicativa quello che verrà fornito in ingresso ai detector sarà proporzionale a:

$$P_1(t) = [\bar{H} + \delta H(t)] \cdot [\bar{G}_1 + \delta G_1(t)] \quad [2.3]$$

$$P_2(t) = [\bar{H} + \delta H(t)] \cdot [\bar{G}_2 + \delta G_2(t)] \quad [2.4]$$

Per estrarre le caratteristiche dell'amplificatore criogenico si effettua la correlazione tra le potenze $P_1(t)$ e $P_2(t)$ secondo:

$$\text{Corr}(T) \equiv \int P_1(t) \cdot P_2(T-t) dt \quad [2.5]$$

con T durata della misura. Sostituendo la [2.3] e la [2.4] nella [2.5]:

$$\begin{aligned} \text{Corr}(T) = & \\ & [2.6] \\ = & \int \left\{ [\bar{H} + \delta H(t)] [\bar{G}_1 + \delta G_1(t)] \right\} \cdot \left\{ [\bar{H} + \delta H(T-t)] [\bar{G}_2 + \delta G_2(T-t)] \right\} dt \end{aligned}$$

Per semplificare il prodotto della [2.6] occorre tenere in considerazione le ipotesi fino ad ora menzionate: le fluttuazioni hanno valore medio nel tempo nullo come pure i prodotti incrociati in quanto statisticamente indipendenti. Perciò, mediando nel tempo si ottiene:

$$\langle \text{Corr}(T) \rangle = \bar{H}^2 \bar{G}^2 + \bar{G}^2 \left\langle \int [\delta H(T-t) \delta H(t)] dt \right\rangle \quad [2.7]$$

Dalla [2.7] si può notare come il secondo termine sia proporzionale alla funzione di autocorrelazione del segnale di uscita del DUT. Esso può quindi essere trasformato secondo Fourier per ottenerne lo spettro di potenza. Tutto quello che apparirà in tale spettro sarà dovuto solo ai termini correlati nei due rami e cioè il contributo del solo dispositivo sotto test. Infatti tutti i contributi

relativi agli altri componenti elettronici della catena di amplificazione del segnale sono stati eliminati in quanto appartengono a due catene diverse e quindi scorrelate. E' da sottolineare ancora una volta che tutto ciò è verificato se tutti i contributi generati dai due percorsi di segnale risultano essere non correlati. Sarà perciò importante fare sì che nel banco di misura almeno le due catene di post-amplificazione siano alimentate separatamente con due alimentatori diversi e galvanicamente isolati.

Si può concludere che all'uscita del banco, oltre ad un contributo associato alla potenza continua $\overline{H^2 G^2}$ e proporzionale alla potenza di rumore si ha una potenza di rumore addizionale (vedi [2.7]) associata alle fluttuazioni della potenza in uscita del DUT.

2.2 - Descrizione del banco e del procedimento di misura.

Il banco di misura costruito per la misura è illustrato in Fig. 2.2 e in Foto 1:

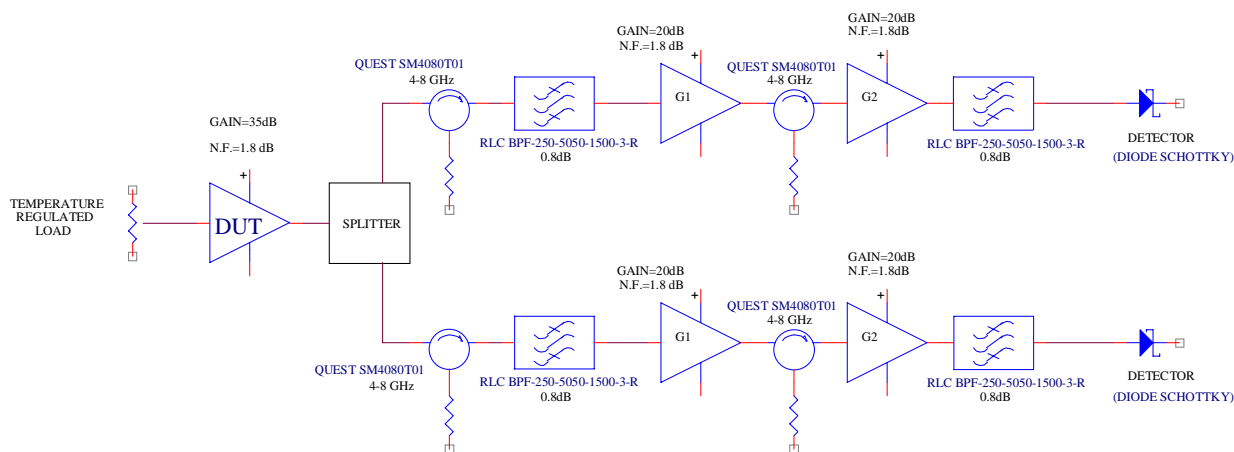


Fig. 2.2: Banco di misura.

Questo setup è stato implementato per la misura di due amplificatori nella banda 4÷8 GHz. Il primo DUT è un amplificatore HEMT (Berkshire Technologies, Model C-4.0-30H) le cui caratteristiche saranno illustrate nel paragrafo 2.5.1. Il secondo amplificatore testato è stato progettato dal Dipartimento di Ing. Elettronica dell'Università di Roma ed è stato caratterizzato a temperatura criogenica (20K). Le sue specifiche elettriche verranno dettagliate nel paragrafo 2.5.2.

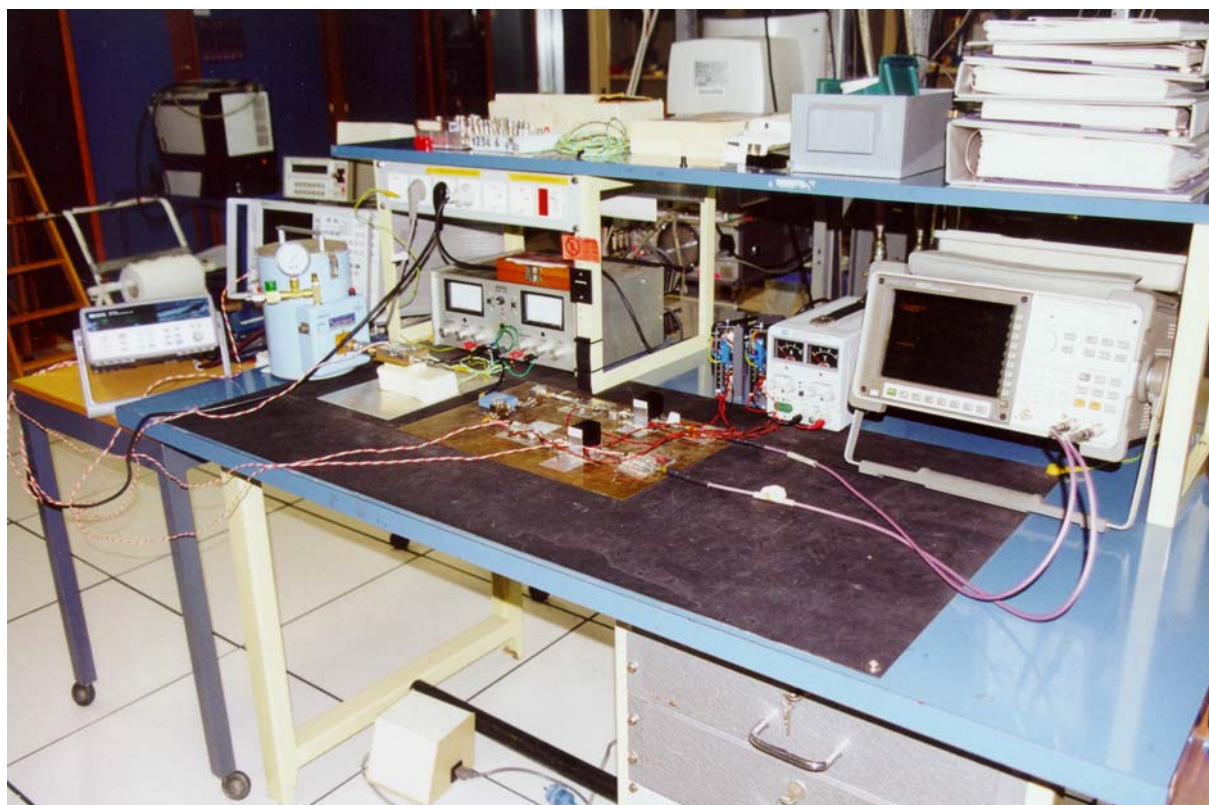


Foto 1: Banco di Misura.

Ciascuno dei due rami del banco di misura è costituito dai seguenti dispositivi (Foto 2):

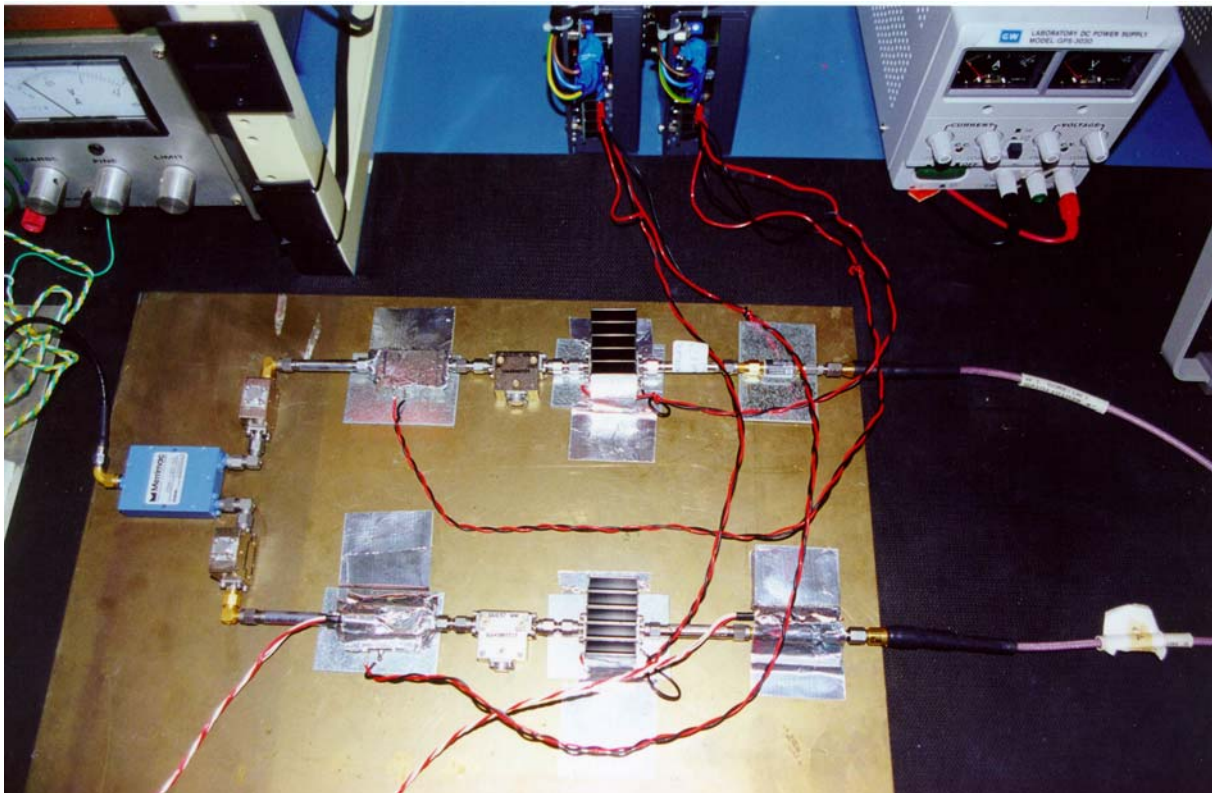


Foto 2: I due percorsi di segnale con i relativi alimentatori (in alto).

1. Primo circolatore (QUEST MW – SM4080T01): è configurato come isolatore ed ha lo scopo di diminuire il contributo di eventuali onde riflesse. Una delle tre porte è connessa ad un carico adattato in modo che la potenza in ingresso sia trasferita verso l'uscita con pochissime perdite mentre, nella direzione inversa viene assorbita. In sostanza si crea un disaccoppiamento in direzione opposta a quella del segnale. Infatti una eventuale riflessione accoppiandosi con l'altro ramo provocherebbe un extrasegnale correlato che potrebbe generare un errore sulla misura. La sua funzione è necessaria perché il filtro successivo ha un buon adattamento solo all'interno della sua banda.
2. Primo filtro con frequenza centrale a 5,05GHz e banda 1,5GHz. Il suo scopo è limitare la banda di lavoro e quindi il rumore.

3. Primo stadio amplificatore con guadagno di 18dB fra 4-8GHz e NF di 2.5dB (JCA Technology, Model JCA 48-201). In Appendice 1 sono illustrate le sue caratteristiche.
4. Secondo circolatore (QUEST MW – SM4080T01): il suo scopo è il medesimo a quello descritto precedentemente.
5. Secondo stadio amplificatore con guadagno di 23dB nel campo di frequenze 2-8GHz e NF di 6dB. Dato il livello molto basso dei segnali misurati occorre fornire un ulteriore guadagno al fine di effettuare la misura. Anche per questo amplificatore, in Appendice saranno illustrate le caratteristiche.
6. Secondo filtro: consente di definire ancora meglio la banda passante.
7. Detector: è un diodo Schottky Square Law (Hp 8471E) che può operare nel campo di frequenze 1-12GHz. Esso è necessario al fine di rivelare il segnale a radiofrequenza (vedi Appendice per la descrizione delle caratteristiche).

Attraverso un analizzatore di spettro a bassa frequenza (HP 35670A Digital Signal Analyzer) vengono misurati gli spettri relativi a ciascuno dei rami. I dati acquisiti per ciascuno dei due percorsi di segnale vengono poi post-processati al fine di isolare il contributo del solo DUT con il procedimento che viene descritto nel prossimo paragrafo.

2.3 - Analisi del Procedimento di Misura

Si consideri lo schema di principio di Fig. 2.3:

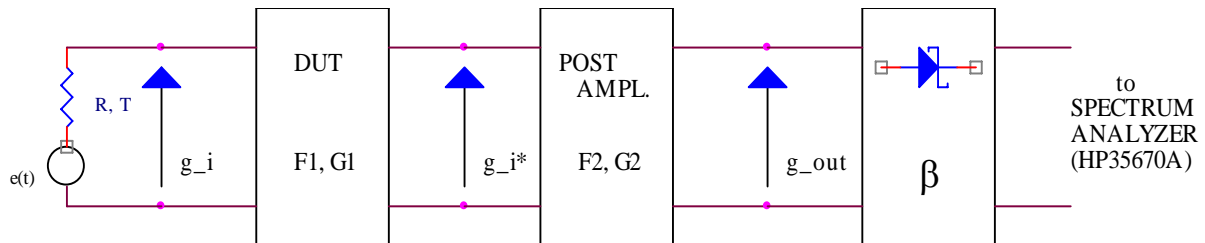


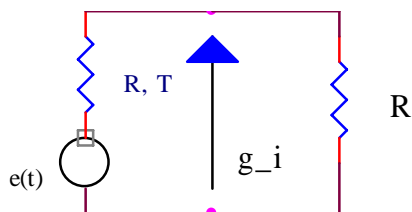
Fig. 2.3: Schema di principio di un singolo percorso di segnale o ramo.

Per definizione, la densità spettrale di potenza di rumore di una sorgente viene indicata con:

$$g_e = 4kTR \quad [2.8]$$

dove $g_e(t)$ è il generatore equivalente di rumore, k è la costante di Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), R è il valore della sua resistenza equivalente e T è la sua temperatura fisica. Il blocco di post-amplificazione comprende i vari dispositivi descritti nel precedente paragrafo.

Il DUT è adattato rispetto alla sorgente di rumore per cui il valore di potenza di rumore al suo ingresso:



$$g_i = \frac{1}{4} g_s \quad \text{con:} \quad [2.9]$$

$$g_s = 4k(T_L + T_1)R \quad [2.10]$$

quindi:

$$g_i = k(T_L + T_1)R \quad [2.11]$$

All'ingresso del post-amplificatore la densità spettrale di potenza del rumore è:

$$g_i^* = g_i * G_1 \quad \text{con } G_1 = \text{guadagno del DUT.} \quad [2.12]$$

Si è trascurato il contributo di rumore della sezione di post-amplificazione in quanto trascurabile essendo diviso per il guadagno del DUT. In ingresso al detector, si avrà:

$$g_{out} = g_i * G_1 * G_2 \quad [2.13]$$

con $G_2 =$ guadagno complessivo del secondo stadio.

Pertanto:

$$g_{out} = G_1 G_2 k(T_L + T_1)R \quad [2.14]$$

Ora cercheremo di isolare il contributo del solo DUT. Poiché la densità spettrale di potenza di rumore relativa al solo DUT deve risultare:

$$g_{DUT} = 4kT_1RG_1 \quad [2.15]$$

occorre trovare un parametro moltiplicativo, che viene indicato con α_{scala} , secondo il quale:

$$g_{out} * \alpha_{scala} = g_{DUT} \Rightarrow [G_1 G_2 k(T_L + T_1)R] * \alpha_{scala} = 4kT_1RG_1 \quad [2.16]$$

Si ottiene:

$$\alpha_{\text{scala}} = \frac{4T_1}{G_2(T_L + T_1)} \quad [2.17]$$

Moltiplicando la g_{out} ([2.14]) per il fattore di scala appena trovato α_{scala} ([2.17]) si ottiene il contributo del solo DUT.

All'uscita del detector e quindi all'ingresso dell'analizzatore di spettro viene misurata una tensione proporzionale alla potenza di rumore P_{out} attraverso un parametro β , coefficiente di sensibilità del diodo (espresso in mV/mW). In termini matematici si ha:

$$P_{\text{out}} \propto g_{\text{out}} * b \quad \text{con} \quad b = \frac{\text{Span}}{\text{Risoluzione}} = \text{Banda video} \quad [2.18]$$

$$V_{\text{out}} \propto P_{\text{out}} * \beta = V_{\text{DCDUT}} + V_{\text{ACDUT}} \quad [2.19]$$

dove V_{DCDUT} e V_{ACDUT} sono rispettivamente i contributi in continua ed in frequenza della tensione di uscita. E' possibile dimostrare che nel caso in cui il contributo di rumore sia dovuto solo al rumore bianco, il valore in continua è il valore efficace della tensione di uscita:

$$V_{\text{DC}} \propto G * T_{\text{sys}} \quad ; \quad V_{\text{AC}} = V_{\text{DC}} \sqrt{\frac{2b}{B}} \quad [2.20]$$

Moltiplicando la V_{out} per il parametro di scala α_{scala} si ottiene:

$$V_{\text{outDUT}} = GT_{\text{DUT}} + G\Delta T_{\text{DUT}} \quad [2.21]$$

La sensibilità del banco di misura è data:

$$\Delta T = T_{\text{sys}} \sqrt{\frac{1}{B * \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad [2.22]$$

Il primo contributo sotto la radice è quello relativo al rumore bianco mentre quello relativo alle fluttuazioni di guadagno è il termine che vogliamo misurare.

Inoltre:

Moltiplicando la [2.22] per il fattore di scala α_{scala} e dalla [2.21] si ottiene il contributo alla sensibilità dovuta al DUT:

$$\Delta T_{\text{DUT}} = T_{\text{DUT}} \sqrt{\frac{1}{B * \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad [2.23]$$

Se consideriamo che nella regione in cui vogliamo determinare la f_{knee} il rumore bianco risulta trascurabile, si ottiene pertanto:

$$V_{\text{ACDUT}} = V_{\text{DCDUT}} \sqrt{\left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad [2.24]$$

dove, per le considerazioni teoriche descritte nella tesi del Dott. Poloni:

$$\left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 = \frac{A}{f^\alpha} \quad [2.25]$$

dove A è il valore che assume la fluttuazione di guadagno ad 1Hz ed α è l'Indice Spettrale.

2.4 - Descrizione Generale della misura implementata con software LabWindows/CVI.

La misura avviene con l'ausilio di un programma scritto in C e sviluppato in ambiente LabWindows/CVI. Per una sua descrizione più approfondita si rimanda al capitolo Descrizione del Software (Cap. 6).

A ciascuno dei due ingressi dell'analizzatore di spettro (le cui caratteristiche sono illustrate in Appendice) viene collegato un ramo del banco di Fig. 1.2. Il processo di acquisizione dati dai due canali avviene con la funzione `acquire_data()`. Il programma è stato scritto per poter acquisire fino a 100 spettri. Tipicamente tale parametro viene settato a 100, in modo che la misura finale mediata sia più stabile e non influenzata dal rumore bianco dello strumento e del banco di misura.

Una volta terminata l'acquisizione, ha inizio la fase di post-processing dei dati. Lo schema secondo cui si realizza questa fase è quello illustrato nella Fig. 2.4.

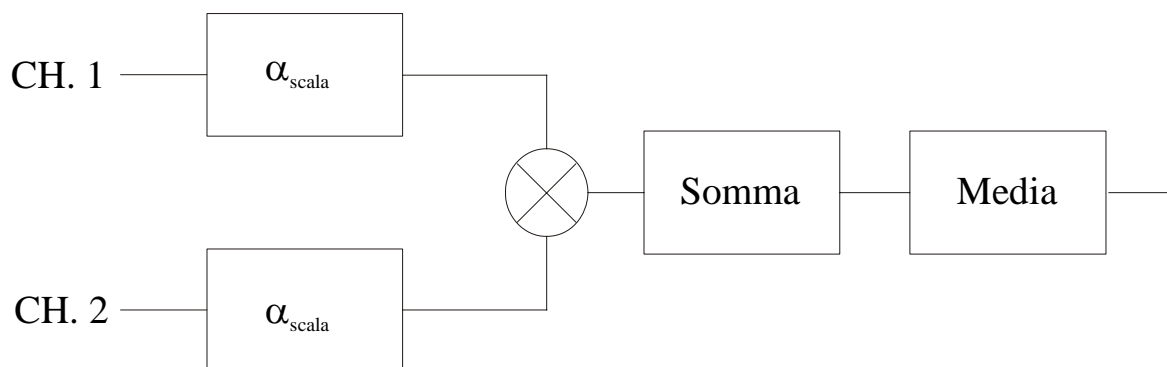


Fig. 2.4: Procedimento di post-processing.

L'acquisizione memorizza ciascun canale in una matrice di vettori; le righe di tale matrice sono pari al numero di spettri che si vuole acquisire mentre, le colonne sono i valori letti dei campioni ad ogni valore di frequenza. La

posizione sull'asse delle frequenze di ciascun punto è determinata dal rapporto span/risoluzione dello strumento.

Lo span varia in funzione del procedimento di misura e dalle necessità dell'utente.

La risoluzione è settata inizialmente a 200 punti ma può essere aumentata fino a 400. Gli elementi saranno 'risoluzione+1' poiché lo strumento legge sia il primo che l'ultimo valore dello span.

Ciascun elemento di ogni vettore della matrice viene moltiplicato per il fattore α_{scala} (definito nella [2.16] e [2.17]). Si ottengono così due matrici di vettori in cui sono memorizzati dei valori associati solo al DUT.

Il passo successivo è la moltiplicazione degli spettri del CHA e del CHB. Si ottiene così una nuova matrice di vettori, le cui righe coincidono sempre con il numero di spettri che si vogliono acquisire mentre, nelle colonne vi sono i valori moltiplicati.

A questo punto vengono sommati colonna per colonna i valori della matrice prodotto. Si ottiene un vettore somma di 'risoluzione+1' elementi che sono i valori degli spettri correlati. Infine, tali valori vengono poi mediati dividendo per il numero degli spettri acquisiti.

Bisogna notare che una misura di questo tipo richiede un certo tempo per essere eseguita a seconda dei valori di span e di risoluzione: a parità di valori di span si passa dalle 4 ore con risoluzione a 200 punti fino a circa 9 ore con risoluzione di 400 punti.

2.4.1 - Acquisizione dei Segnali

La misura viene eseguita in modo totalmente automatico suddividendo il processo di acquisizione in tre fasi. Il motivo di ciò sta nella ricerca di due curve, una a pendenza 0 rappresentante il livello del rumore bianco ed una con un andamento del tipo A/f^α associata al rumore $1/f$. Il punto di intersezione tra queste due curve determinerà il valore della f_{knee} .

Prima Fase: Acquisizione del livello del rumore bianco.

E' impostato uno span di 800 Hz ed una frequenza iniziale di 100 Hz. Questa scelta è dovuta al fatto che in tale campo di frequenze si è sicuri di essere nella zona dove il rumore bianco è dominante rispetto al rumore 1/f. Si esegue l'acquisizione con il metodo appena descritto e si applica un procedimento di fitting lineare. Ciò è svolto mediante l'ausilio della funzione `LinFit()` appartenente ad una delle librerie specifiche dell'ambiente LabWindows/CVI.

Questa funzione consente di determinare la migliore retta di fitting valutando il minimo errore quadratico medio (Mean Square Error, mse). L'errore è valutato con la formula della Varianza Campionaria:

$$\text{mse} = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} |z_i - y_i|^2}{n} \quad \text{dove:} \quad [2.27]$$

gli y_i sono i valori misurati. Gli $z_i = ax_i + b$ sono i 'punti calcolati' del vettore associato alla retta di best fit in funzione del vettore dei punti dell'asse x fornito dall'utente come parametro della funzione. Il parametro n risulta il numero di campioni su cui eseguire il processo.

Il risultato viene poi memorizzato in un vettore con il quale si rappresenterà il livello del rumore bianco.

Seconda Fase e Terza Fase: Acquisizione dell'andamento 1/f.

Le due fasi successive sono da considerarsi unite dato che si possono ritenere l'una il completamento dell'altra. Infatti, il procedimento di fitting per la determinazione dell'andamento 1/f sarà eseguito su un nuovo vettore di dimensione doppia rispetto a quelli utilizzati fino ad ora. In questo modo si ha una risoluzione più grande nel campo delle bassissime frequenze (qualche Hz).

In un primo momento lo span viene portato a 100 Hz e la frequenza iniziale a 12.5 Hz. Terminato il procedimento di misura, il risultato è memorizzato nella seconda parte di un apposito vettore di 401 valori (Fig. 2.5).

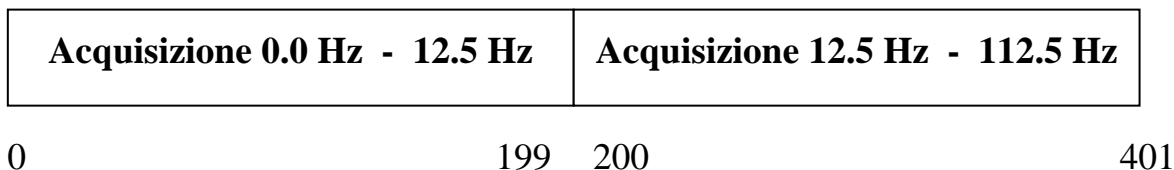


Fig. 2.5: Vettore per la determinazione dell'andamento $1/f$.

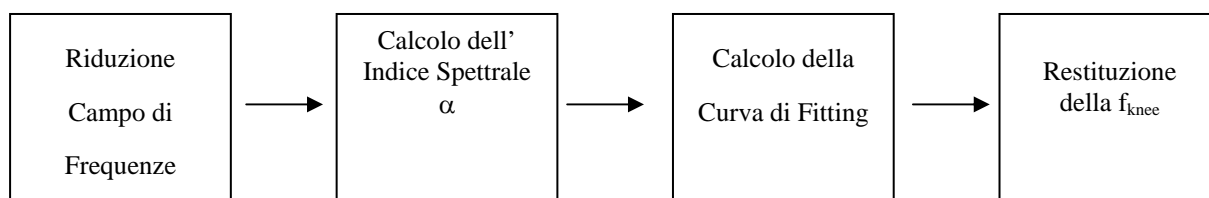
La dimensione del vettore appena citato non è di 402 punti (cioè $2 \times (\text{risoluz} + 1)$) in quanto nella successiva fase tra tutti i valori acquisiti occorre scartare il valore della componente continua visto che si sta eseguendo una analisi in frequenza.

Nell'ultima fase lo span è portato a 12.5 Hz e la frequenza iniziale a 0 Hz. Si procede in modo analogo alla fase precedente con la differenza che in questo caso i dati acquisiti vengono memorizzati nella prima parte del vettore (come illustrato in Fig. 2.5). Viene determinato infine il valore del parametro A.

A questo punto viene applicata una procedura di fitting non lineare. La funzione che consente ciò è la `NonLinFit()`, anch'essa appartenente alla libreria di analisi avanzata del CVI.

Dopo il post processing vengono stampate a monitor sia le forme d'onda relative agli spettri acquisiti nella seconda e terza fase di acquisizione sia le due curve di fitting cioè quella associata al rumore bianco (una retta orizzontale) che quella associata all'andamento A/f^α .

Nelle opzioni che vengono fornite dal programma per il calcolo della f_{knee} c'è la possibilità di ridurre il numero di punti (e di conseguenza il campo di frequenze) da utilizzare per il fitting non lineare. Con questa operazione diviene possibile determinare i nuovi valori di A, α ed f_{knee} .



2.5 - I DUT

Berkshire Technologies Model C-4.0-30H

Il seguente paragrafo contiene alcune caratteristiche del primo componente che verrà caratterizzato. Le pagine seguenti sono le informazioni che vengono fornite dal costruttore.

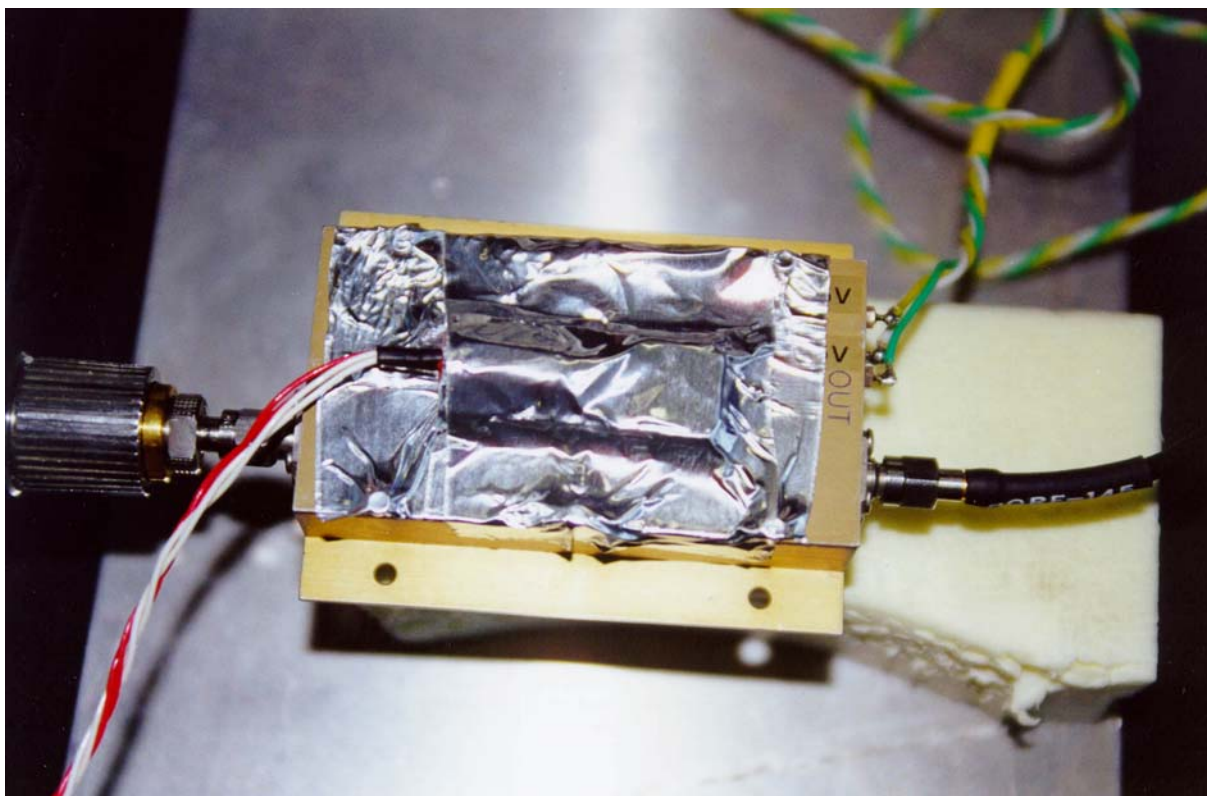


Foto 3: Il Berkshire Technologies con il sensore per il controllo della temperatura.

DUT Criogenico

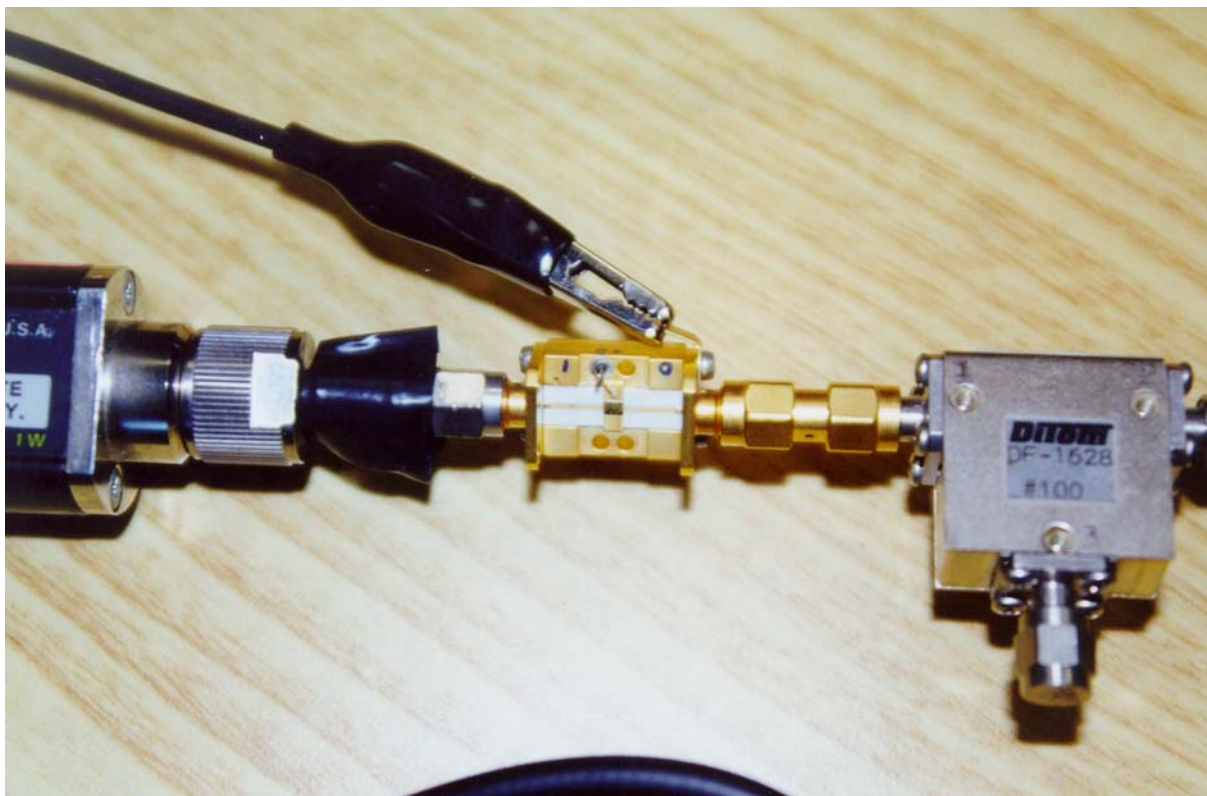


Foto 4: Il DUT criogenico con i collegamenti per il rilievo delle caratteristiche.

Il secondo ciclo di misure utilizza come DUT un amplificatore fornito dal Dipartimento di Ingegneria Elettronica dell'Università di Roma e realizzato in collaborazione con Alenia Spazio. Il componente è un MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) al GaAs. L'unica indicazione fornita riguarda la tensione di alimentazione ($V_{dd} = 5\text{ V}$).

La Noise Figure di 1.2dB è stata misurata con una apparecchiatura appositamente realizzata presso l'Istituto di Radioastronomia.

In Fig. 2.6 è riportato il layout del dispositivo.

Le caratteristiche di guadagno e di banda sono state misurate con un Analizzatore di Rete (HP 8720D Network Analyzer); in Fig. 2.7 si riportano i risultati di queste misure.

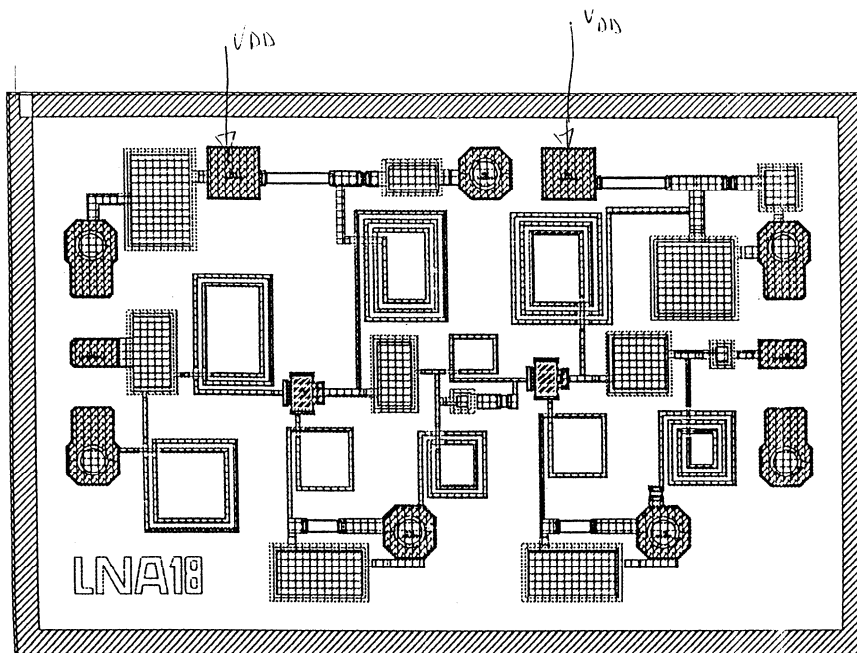
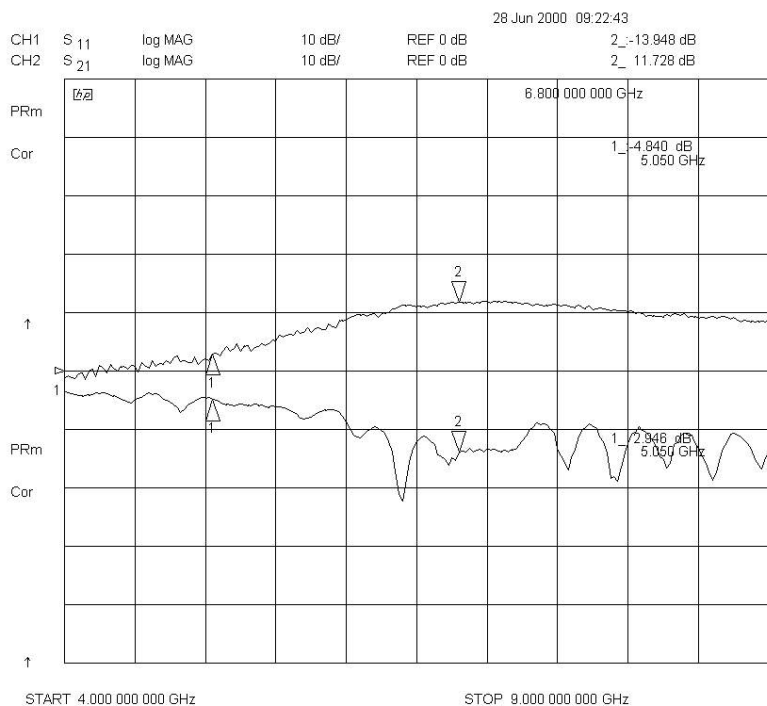


Fig. 2.6: Layout del MMIC.

Fig. 2.7: Caratteristiche misurate del MMIC.



Come si nota dalle caratteristiche, il componente funziona propriamente tra le frequenze di 6 ed 8 GHz. E' stato perciò necessario sostituire i filtri a 5GHz del banco con quelli a 7 GHz in modo da eseguire correttamente la misura.

Dalla Fig. 2.7 si puo anche evidenziare che il guadagno dell'amplificatore criogenico è di 12dB a 7 GHz.

Questa misura è stata effettuata raffreddando il componente alla temperatura criogenica di 20 K avvalendosi di un Dewar (della CTI-Cryogenics).

2.6 - Risultati della Misura.

Durante la misura è stata controllata anche la stabilità termica del banco. Come già detto più volte, le variazioni di temperatura possono infatti alterare i risultati della misura stessa. Per monitorare la temperatura sono stati utilizzati 4 termistori Pt100. Essi sono stati posizionati nel banco come indicato nella Fig. 2.8.

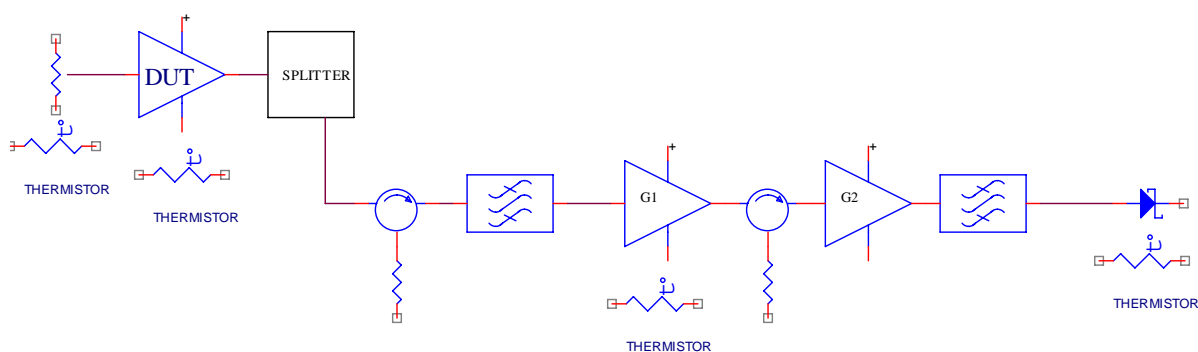


Fig. 2.8: Disposizione dei sensori di temperatura.

Le misure di temperatura sono state acquisite da un data logger, HP 34970A Data Acquisition/Switch Unit. Tale strumento acquisisce i dati forniti dai Pt100 attraverso particolari schede configurabili dall'utente, che vengono inserite sul retro dello strumento. Le letture immagazzinate nella memoria interna, possono poi essere trasferite su terminale via GPIB utilizzando un software dedicato

fornito dal costruttore. Inoltre al dato di temperatura viene associata una etichetta oraria in modo da monitorare l'andamento delle temperature in funzione del tempo.

2.6.1 - Misura 1/f Berkshire Technologies Model C-4.0-30H

Il primo ciclo di misure prevede di determinare tentativamente il valore dell'indice spettrale e della frequenza di ginocchio a temperatura ambiente. Il LNA sotto test è stato inserito nel banco di misura secondo lo schema di Fig. 1.2. Al suo ingresso, come sorgente di rumore viene collegato un carico stabilizzato termicamente e non polarizzato (Foto 5). In Fig. 2.9 viene mostrato la stabilità termica della sorgente durante il procedimento di misura.

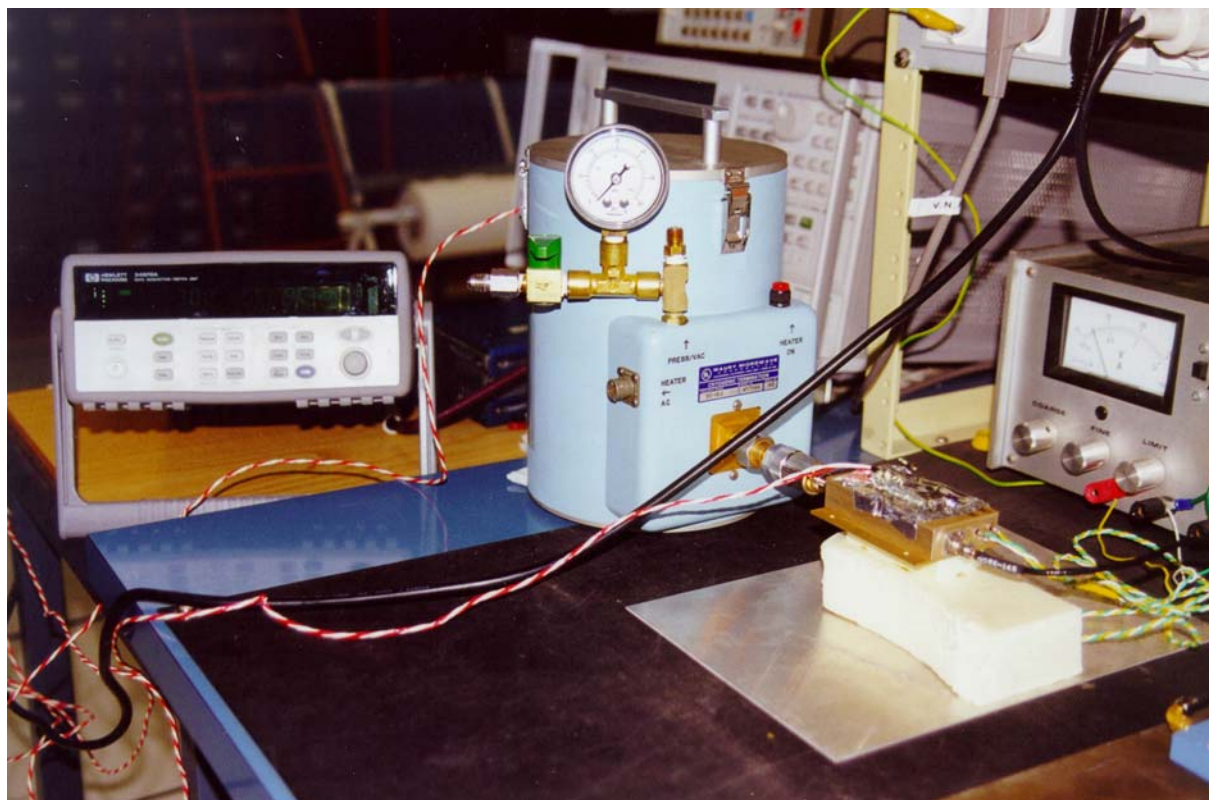


Foto 5: Il carico termostato (al centro), il data logger (a sinistra) ed il DUT (a destra).

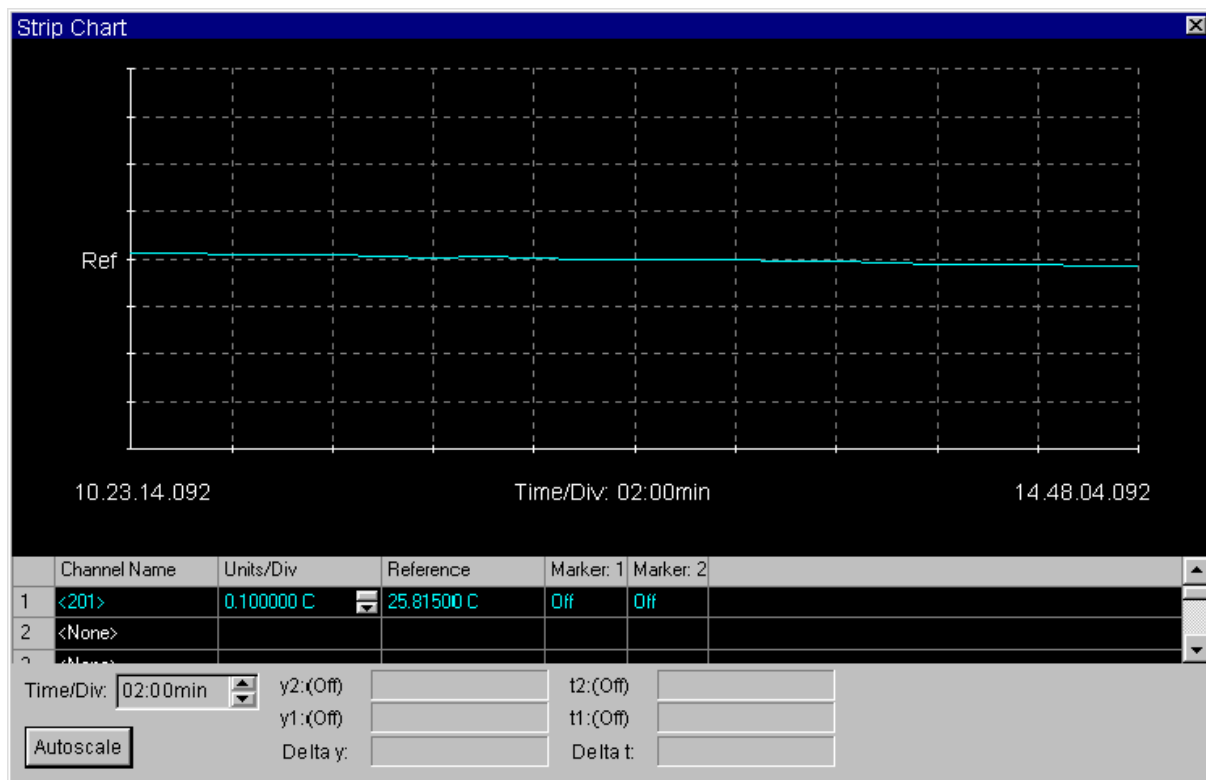


Fig. 2.9: Temperatura del carico. Si nota la stabilità termica del carico.

Una volta configurato il setup si è dato inizio alla procedura di misura avviando il programma di acquisizione.

Da segnalare che la procedura di calibrazione dell'analizzatore di spettro viene effettuata dallo strumento stesso in modo totalmente automatico, all'accensione e ad intervalli regolari di tempo.

I risultati ottenuti al termine della misura vengono illustrati nella seguente Tabella 1.

Berkshire Technologies Model C-4.0-30H		Temperatura del carico: 25.7°C (299K)	
Campo di Frequenze (Hz)		Indice Spettrale α	f_{knee} (Hz)
100		0.257	55
90		0.270	45.5
80		0.278	41
70		0.287	36
60		0.298	31.5
50		0.312	27.5
40		0.326	23.5
30		0.355	18.5
20		0.378	15.5
15		0.388	14.5
10		0.455	9.5625
9		0.499	7.8125
8		0.556	6.3125
7		0.646	4.8750
6		0.786	3.6875
5		1.015	2.75

Tabella 1: Risultati della misura.

Dal momento che il procedimento di fitting non lineare dipende dal numero di dati che vengono passati alla funzione, il valore della f_{knee} è legato al campo di frequenze che si considera. Variando tale intervallo variano sia α che la frequenza di ginocchio.

Se si ammette che l'Indice Spettrale α possa assumere valori compresi tra 0 ed 1 si è costretti ad accettare anche la variabilità della f_{knee} .

Un'altra assunzione potrebbe essere quella di fissare il valore del coefficiente α pari all'unità per ipotesi costruttive e di tecnologia in modo da avere un andamento $1/f$ puro. In tale caso si ottiene una frequenza di ginocchio pari a 2.75 Hz. Non avendo amplificatori campione e non avendo indicazioni dal costruttore del DUT sui valori di f_{knee} , il risultato ottenuto può essere ritenuto accettabile in quanto confermato dalle misure effettuate dagli americani della NRAO su amplificatori simili.

L'errore che si commette sul calcolo di tale frequenza coincide con la risoluzione video dello strumento. Esso è pertanto individuato dal rapporto tra span e numero di linee impiegate per visualizzare la forma d'onda:

Span (scelto)	Linee	Errore su f_{knee}
100 Hz	200	0.5 Hz
12.5 Hz	200	0.0625 Hz

2.6.2 - Misura 1/f Amplificatore Criogenico

Il setup per questa misura risulta leggermente diverso in quanto occorre avvalersi di un dewar per raffreddare a 20K il dispositivo stesso (Foto 6). Il DUT viene fissato su un'apposita base che prende il nome di Dito Freddo (Foto 7). L'ingresso del DUT viene quindi collegato ad un carico resistivo che funge da sorgente di rumore non polarizzata a 300K circa.

La misura ha inizio una volta che il sistema criogenico si è stabilizzato alla temperatura di 20K. Si sottolinea che questa operazione non è immediata infatti la pompa da vuoto e il compressore criogenico impiega diverse ore per portare a regime il sistema. Pertanto occorre prestare molta attenzione durante la fase di setup, onde non ripetere le operazioni su menzionate.

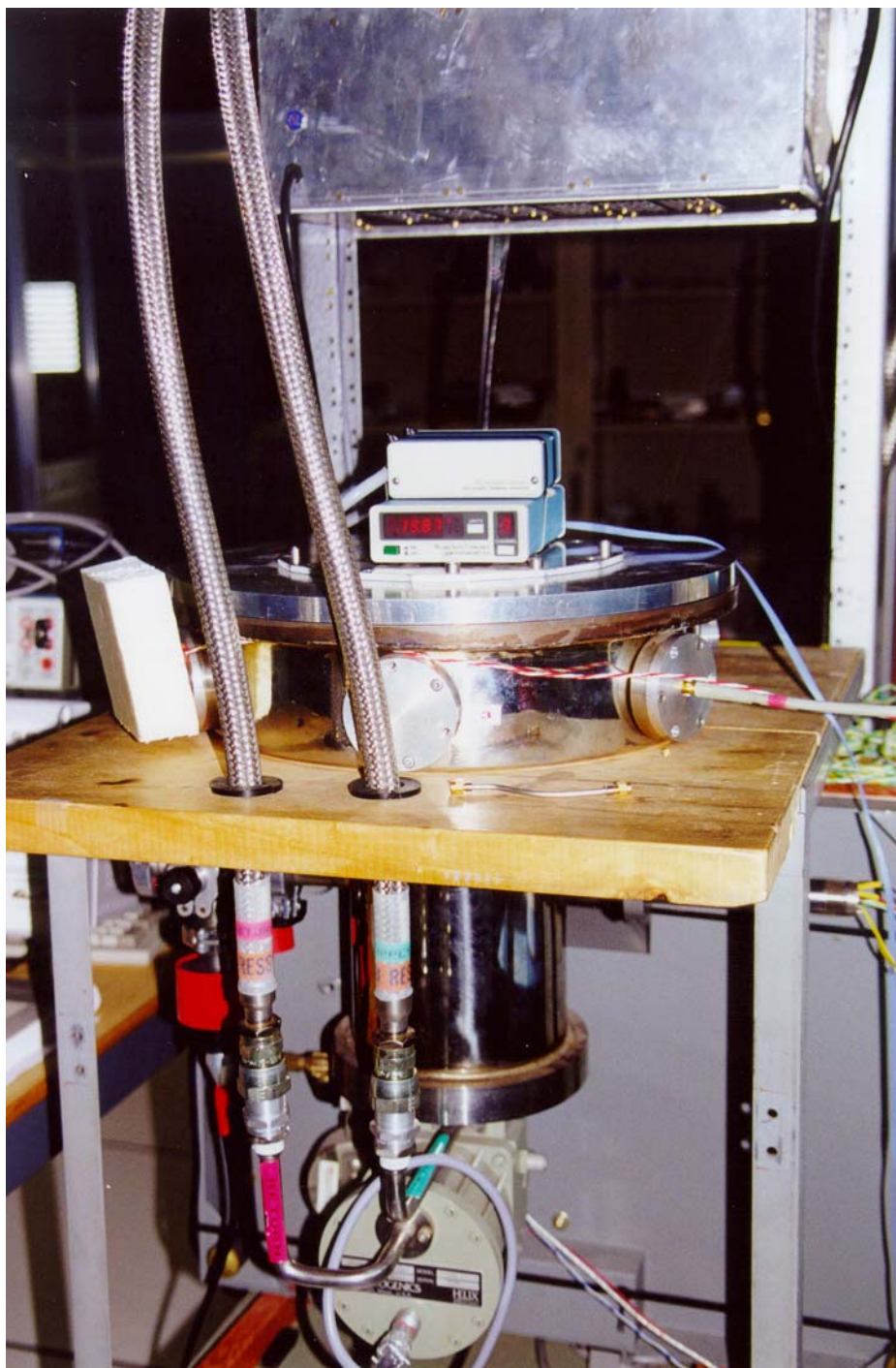


Foto 6: Il dewar. Al centro è visibile il blocco al cui interno la temperatura è portata a 20K.

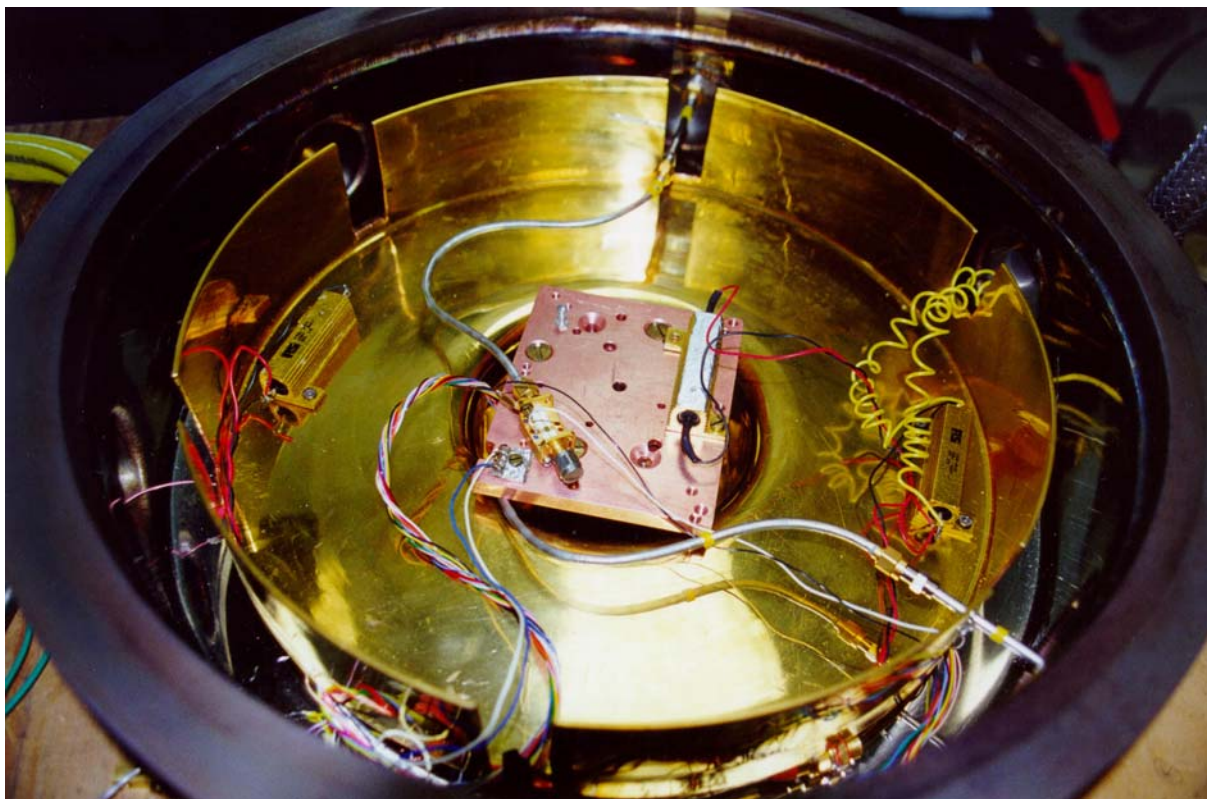


Foto 7: Al centro si nota il Dito Freddo ed il DUT criogenico.

Anche per questa misura sono state monitorate le temperature in varie parti del banco: la disposizione dei sensori è quella di Fig. 2.8.

In Fig. 2.10 viene mostrato l'andamento della temperatura della sorgente durante tutto il periodo della misura.

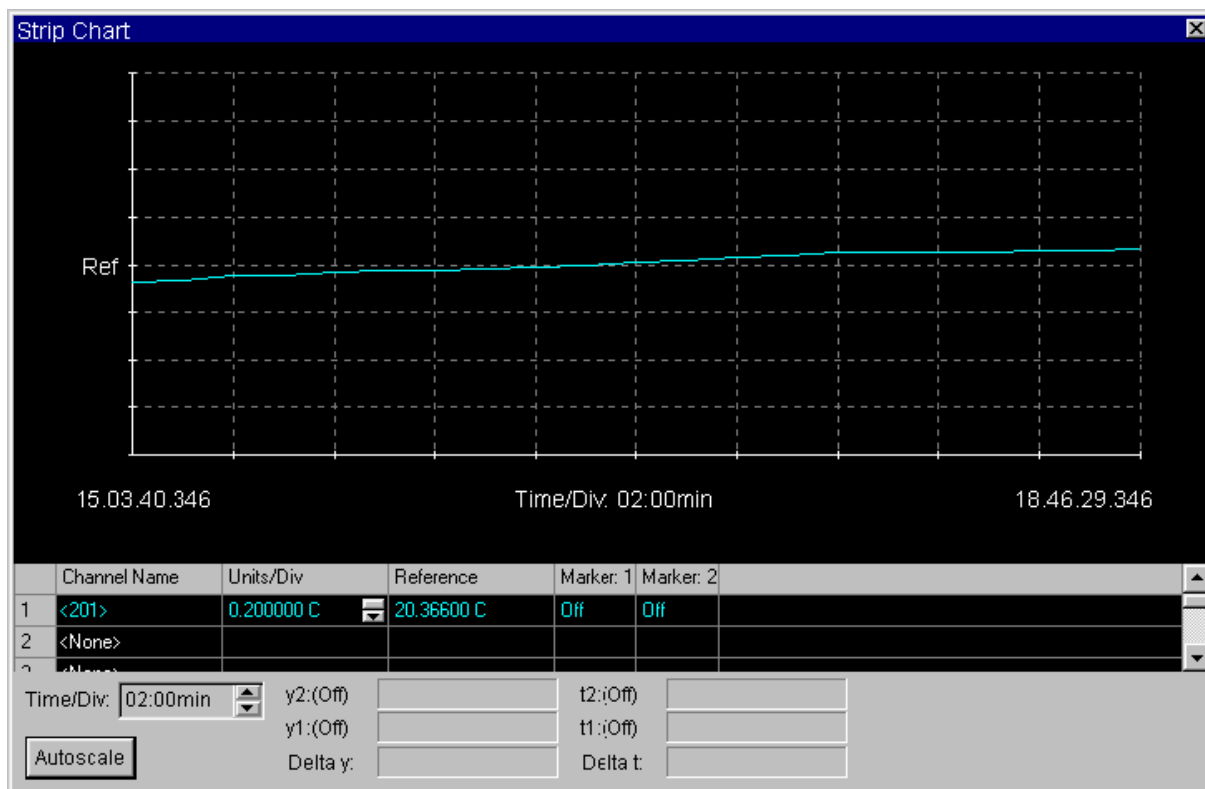


Fig. 2.10: Temperatura del carico e suo andamento temporale.

I risultati vengono riportati nella seguente Tabella 2:

Amplificatore Criogenico Università di Roma – Dip. Ing. Elettronica.		Temperatura del carico: 20°C (294K)	
			Temperatura Amplificatore 20K
Campo di Frequenze (Hz)		Indice Spettrale α	f_{knee} (Hz)
6		0.583	7.1875
5		0.898	3.5625
4		1.255	2.5
3		1.916	1.8125

Purtroppo questa misura è stata inquinata da armoniche a bassa frequenza generate dal battimento della 50Hz di rete e con il segnale di eccitazione del motore della pompa da vuoto. Si sottolinea che tali componenti sono di ampiezza molto bassa e si esaltano solo nella nostra misura a causa della sensibilità del banco.

Ciò genera un problema nell'algoritmo del fitting lineare e non lineare impiegato per individuare il livello del rumore bianco e del l'andamento dell' $1/f$.

Nel primo caso si accetta un certo errore sul valore interpolato di ± 1 dB.

Nel secondo caso, per eliminare l'influenza dei picchi si deve limitare il fitting dello spettro misurato in un campo di frequenza intorno ai 3÷4 Hz. Anche in questo valgono le stesse considerazioni svolte nella misura precedente. Accettando un valore di α prossimo all'unità per avere un andamento $1/f$ si ottengono valori di frequenza di ginocchio pari a 3.5625 Hz. L'errore sulla valutazione di tale frequenza è pari alla risoluzione video dello strumento, cioè 0.0625 Hz (span/risoluz).

Capitolo 3

Descrizione del software

3.1 - LabWindows/CVI - System Overview

LabWindows/CVI della National Instruments è un potente ambiente interattivo di sviluppo software che consente la realizzazione di strumentazione virtuale. Esso è costituito da apposite librerie dedicate di funzioni da impiegare nella creazione di differenti tipi di programmi per misure, per acquisizione dati, test in genere e per il controllo/gestione di strumentazione elettronica da laboratorio.

La programmazione avviene attraverso il linguaggio ANSI C al quale sono affiancate queste funzioni di libreria programmabili interattivamente attraverso un'interfaccia chiamata Function Panel (Fig. 3.1) al cui interno esiste anche la possibilità di dichiarare le variabili da associare ai parametri della chiamata.

Ogni parametro che è possibile modificare viene indicato con il termine Control.

Uno dei vantaggi di CVI sta nella possibilità di eseguire ciascun function panel in modo da verificarne la corretta impostazione dei parametri scelti (cioè i controlli) prima di inserire, nel programma, la chiamata alla funzione. Nella parte bassa di Fig. 3.1 si può osservare la dichiarazione della funzione così come apparirà nel programma.

All'utente viene in ogni caso nascosta la definizione della funzione, ovvero il codice interno che automaticamente viene compilato nel programma realizzato dall'utente.

Tutti i function panel contenuti nelle varie librerie sono dotati di un help in linea sia per la spiegazione del tipo di operazione svolta dalla funzione sia per chiarire il significato di ciascun controllo della stessa.

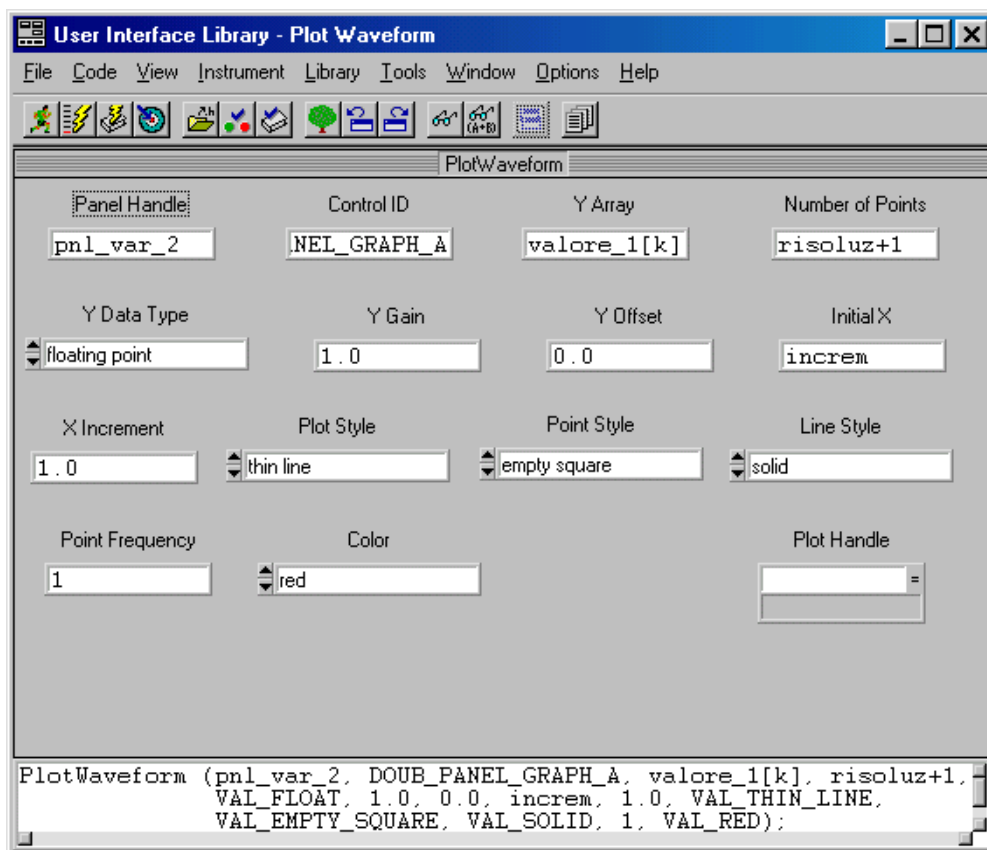


Fig.3.1: Esempio di Function Panel: la funzione è PlotWaveform. Essa consente di visualizzare sul video una forma d'onda.

Oltre all'utilizzo delle librerie specifiche fornite da LabWindows/CVI, si ha naturalmente la possibilità di costruire il codice ad-hoc adattandolo alle diverse esigenze del problema che si sta affrontando. Si ha perciò un maggiore controllo ed è questo un vantaggio che CVI ha rispetto al più noto LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench), sempre della National Instruments, in cui il linguaggio di programmazione è esclusivamente grafico. LabVIEW infatti, usa solo simboli grafici ai quali vengono associate funzioni. Ciò consente al programmatore di concentrarsi sul diagramma di flusso dei dati e delle operazioni da compiere, svincolandosi da tutto quello che riguarda la generazione del codice.

L'ambiente CVI inoltre permette, impiegando un'apposita finestra chiamata Variables Window, di avere visione in run-time del nome, del valore e del tipo di ciascuna variabile correntemente dichiarata. La visione di tale finestra avviene semplicemente mettendo in uno stato di wait l'esecuzione del

programma. La successiva ripresa delle attività non viene ovviamente influenzata poiché la variables window ed il codice non possono essere modificati.

Quindi in sostanza, LabWindows/CVI non fa altro che arricchire il linguaggio ANSI C per la programmazione di applicazioni attinenti la strumentazione da laboratorio consentendo anche un certo controllo sul codice. A questo proposito è da rimarcare come LabWindows/CVI sia concepito con il concetto di Open Software Architecture. Ad esso possono essere infatti affiancati altri programmi di sviluppo software come i compilatori Microsoft Visual C++, Borland C++, Symantec C, ecc.

Infine, in questo ambiente è anche consentito realizzare Driver per strumenti cioè, un insieme di funzioni di alto livello, definito Function Set o Function Tree, da impiegare per controllare tutte o alcune le funzionalità di uno strumento. Tale set è composto da gruppi omogenei di funzioni di più basso livello organizzate per eseguire operazioni dello stesso tipo: I/O, data formatting, ecc.

Esiste inoltre la possibilità di programmare driver ad alte prestazioni, detti IVI (Interchangeable Virtual Instrument). Essi integrano particolari routines di tracking che testano la memoria del sistema nella quale è contenuto lo stato corrente dello strumento. Il driver IVI si comporta in modo intelligente, evitando l'invio di comandi ridondanti sul bus di I/O. Il traffico sul bus è così notevolmente ridotto in quanto vengono trasmessi alla periferica con la quale si sta comunicando esclusivamente quei parametri di setup che devono essere effettivamente modificati. Di conseguenza, le prestazioni del sistema vengono aumentate.

Gli IVI stanno cercando di imporsi come driver standard aspirando a rispondere alle richieste sempre più esigenti dei programmatori di software per strumentazione, sia a livello di prestazioni sia a livello di intercambiabilità. Questo si traduce in una totale compatibilità tra software e strumenti di costruttori diversi.

Le specifiche IVI sono create suddividendo i diversi tipi di strumenti in classi omogenee; alcune di esse sono già definite (Oscilloscopi, Multimetri Digitali, Alimentatori, Generatori di Segnale e Commutatori) mentre altre sono in via di sviluppo (tra le quali vi è quella degli Analizzatori di Spettro).

Per questo motivo si è reso necessario dover sviluppare un programma da poter utilizzare per lo scopo di questo lavoro.

3.2 - Struttura di un programma LabWindows/CVI

Un programma scritto con LabWindows/CVI, in generale, possiede alcuni se non tutti i seguenti elementi:

1. User Interface.
2. Program Control.
3. Data Acquisition.
4. Data Analysis.

Nella Fig. 3.2 sono illustrate le relazioni tra i vari elementi.

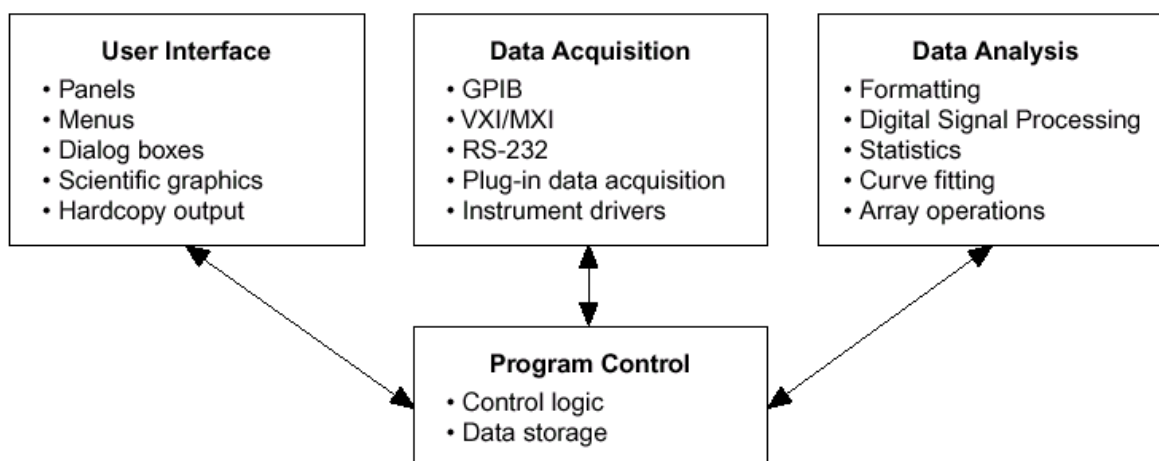


Fig.3.2: Elementi di un programma LabWindows/CVI.

Un progetto CVI viene iniziato costruendo la User Interface.

Il suo scopo è quello di fornire un meccanismo interattivo per acquisire i parametri di ingresso forniti dall'utente e per mostrare le uscite. Tutto ciò avviene attraverso appositi menù, pannelli e finestre di dialogo. Attraverso un editor (User Interface Editor) è possibile creare una semplice interfaccia grafica, detta Graphical User Interface (GUI), con la quale si rappresentano le operazioni che si desidera effettuare. Il suo progetto si traduce nell'impiego di una serie di controlli (gli ingressi) e di indicatori (le uscite) di diverso tipo: numerici, booleano, grafico, stringhe, testo, interruttori, ecc. adatti a simulare il pannello frontale dello strumento che si vuole controllare. Ciascuno di essi può essere personalizzato secondo le proprie esigenze. Tali controlli vengono resi operativi mediante le funzioni contenute nella User Interface Library.

Quando la GUI viene salvata vengono automaticamente creati due file: il primo, con estensione `.uir` che contiene la user interface, ed il secondo con estensione `.h` nel quale sono dichiarati tutti gli identificatori dei vari controlli impiegati (Control Ids).

Terminato il progetto della GUI si passa alla generazione del codice. Essa avviene automaticamente sfruttando un apposito Code Builder il quale provvede a creare sia il programma principale (cioè la parte relativa al caricamento ed alla visualizzazione della GUI progettata dall'utente) sia il codice per ciascuna funzione associata ad un determinato controllo, indicata con Callback Function. Il file che viene generato ha ovviamente l'estensione `.c`. Nel file `.h` vengono anche inseriti i prototipi di ciascuna callback.

In realtà il code builder inserisce una semplice chiamata della callback il cui contenuto e quindi le operazioni da associare al comando, sono direttamente editabili dall'utente.

Prima dell'esecuzione anche il progetto deve essere ovviamente salvato. Il file corrispondente avrà estensione `.prj`. La Project Window di LabWindows/CVI si presenta come illustrato in Fig. 3.3.

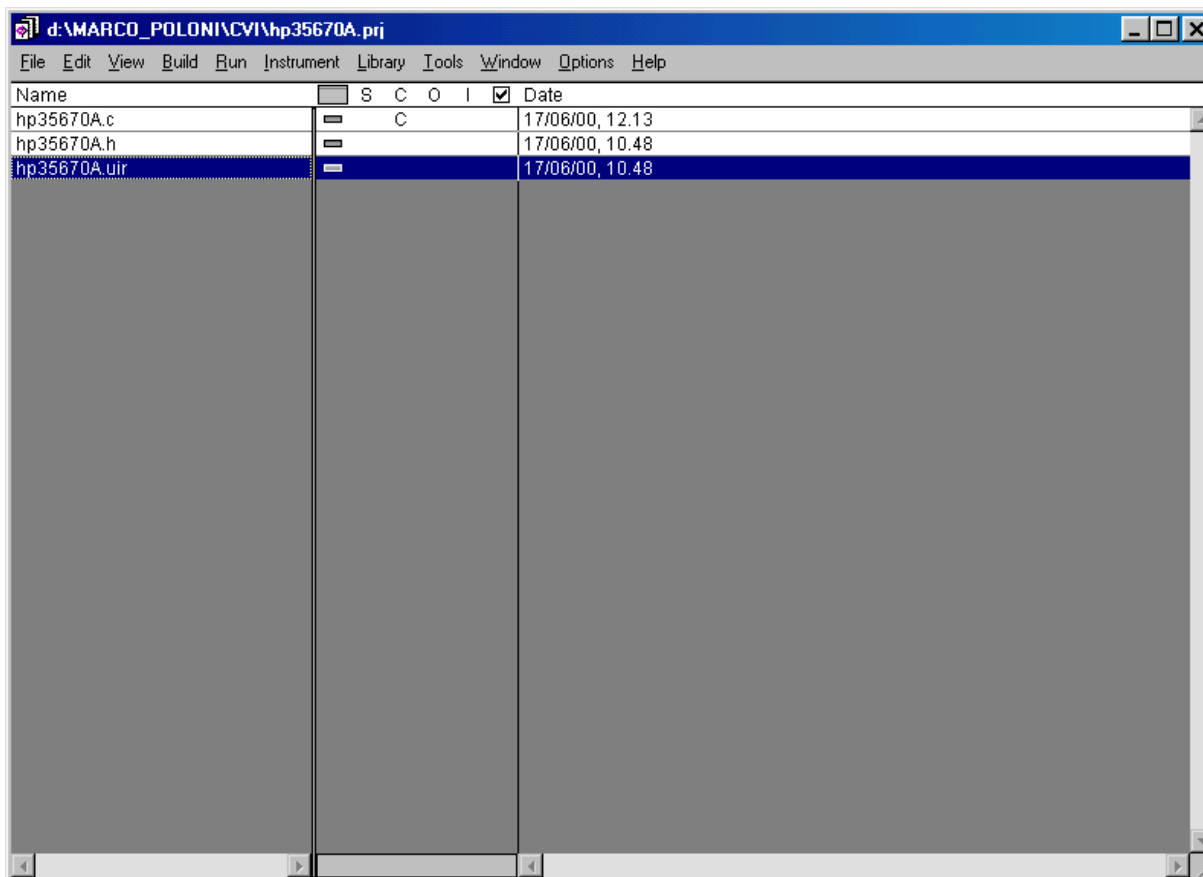


Fig. 3.3: Project Windows.

Le callbacks vengono richiamate quando si ha l'attivazione di un comando. Ciò ha luogo tramite il verificarsi di un Evento e si traduce nell'esecuzione del codice in essa scritto. In Fig. 3.4 viene illustrata una lista di alcuni possibili eventi.

Una o più callbacks, trattandosi di uno strumento virtuale, deve ovviamente contenere funzioni dedicate alla acquisizione dati. Quindi si ha la sezione di Data Acquisition.

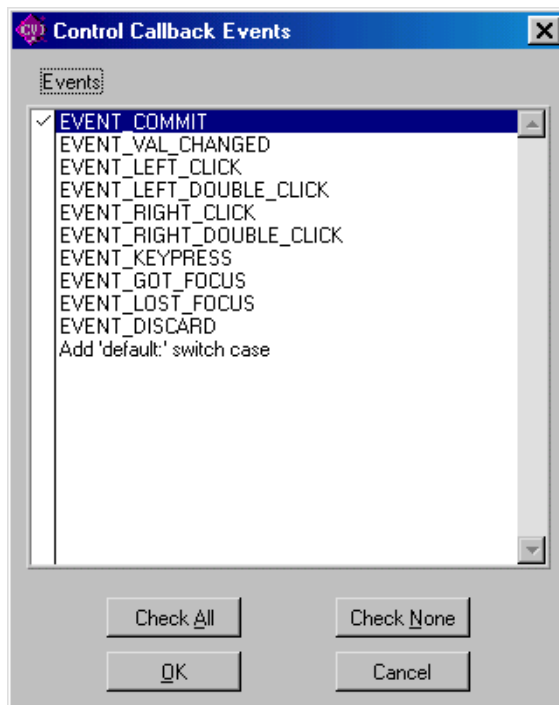


Fig. 3.4: Possibili eventi che determinano la chiamata di una callback.

Questa sezione fornisce gli strumenti per l'acquisizione dei dati che devono essere presentati al resto del programma per le relative

analisi. L'acquisizione avviene tramite le funzioni delle librerie GPIB (General Purpose Interface Bus, anche conosciuto come IEEE 488.1 - 1987), RS-232, VXI (VME^(*) eXtention Instrumentation) ed infine quelle per la gestione di schede DAQ (Data Acquisition Boards, prodotti tipici della National Instruments).

Acquisiti i dati è possibile, e a volte necessario, effettuare l'elaborazione. Si ha perciò una sezione di Data Analysis.

(*): VME è l'acronimo di Versa Module Europa: è un bus di sistema il cui standard è definito dall'IEEE con la sigla 1014-1987. Tale standard permette la realizzazione di sistemi elettronici modulari. Il VXI estende il VME alla strumentazione elettronica.

In tale parte del programma vengono forniti strumenti per l'analisi dei dati acquisiti. Tali funzioni riguardano la possibilità di effettuare operazioni di Fitting (Lineare, Non lineare, Esponenziale, ecc.), Signal Generation, Signal Processing (FFT, Convoluzione, Correlazione, ecc.), operazioni di tipo statistico, operazioni di Misura (Spettri di ampiezza e fase, Cross-Spectrum, Analisi impulsiva, ecc.). Sono anche presenti ulteriori set di funzioni da utilizzare per altri differenti tipi di analisi.

User interface, data acquisition e data analysis sono eseguite tramite un manager. Di questo si occupa la sezione di:

Program Control – Coordina le operazioni di Data Acquisition, Data Analysis e User Interface. La Control Logic gestisce il flusso dell'esecuzione del programma.

3.3 - Descrizione del Codice per la generazione dello strumento virtuale "1/f WORKBENCH"

Come premessa occorre specificare che, per motivi di praticità legati al numero di controlli e di indicatori usati, le varie operazioni sono eseguite su diversi pannelli tutti ovviamente collegati tra loro. Ciascuno di essi verrà illustrato di volta in volta. Inoltre, al termine del capitolo, vengono allegati gli estratti del manuale di LabWindows/CVI relativi alle funzioni di libreria utilizzate.

La sequenza con la quale essi si presenteranno prevede l'esecuzione di un primo pannello riguardante l'impostazione dell'indirizzo GPIB dello strumento quindi, seguirà un pannello mediante il quale viene impostato il setup di misura. Durante le operazioni di misura ed acquisizione dei dati saranno poi presentati pannelli diversi a seconda dei casi (singola acquisizione, acquisizione automatica, visione dello spettro finale e fitting del misurato). Il diagramma di flusso secondo cui si sviluppa il programma è quello di Fig. 3.5.

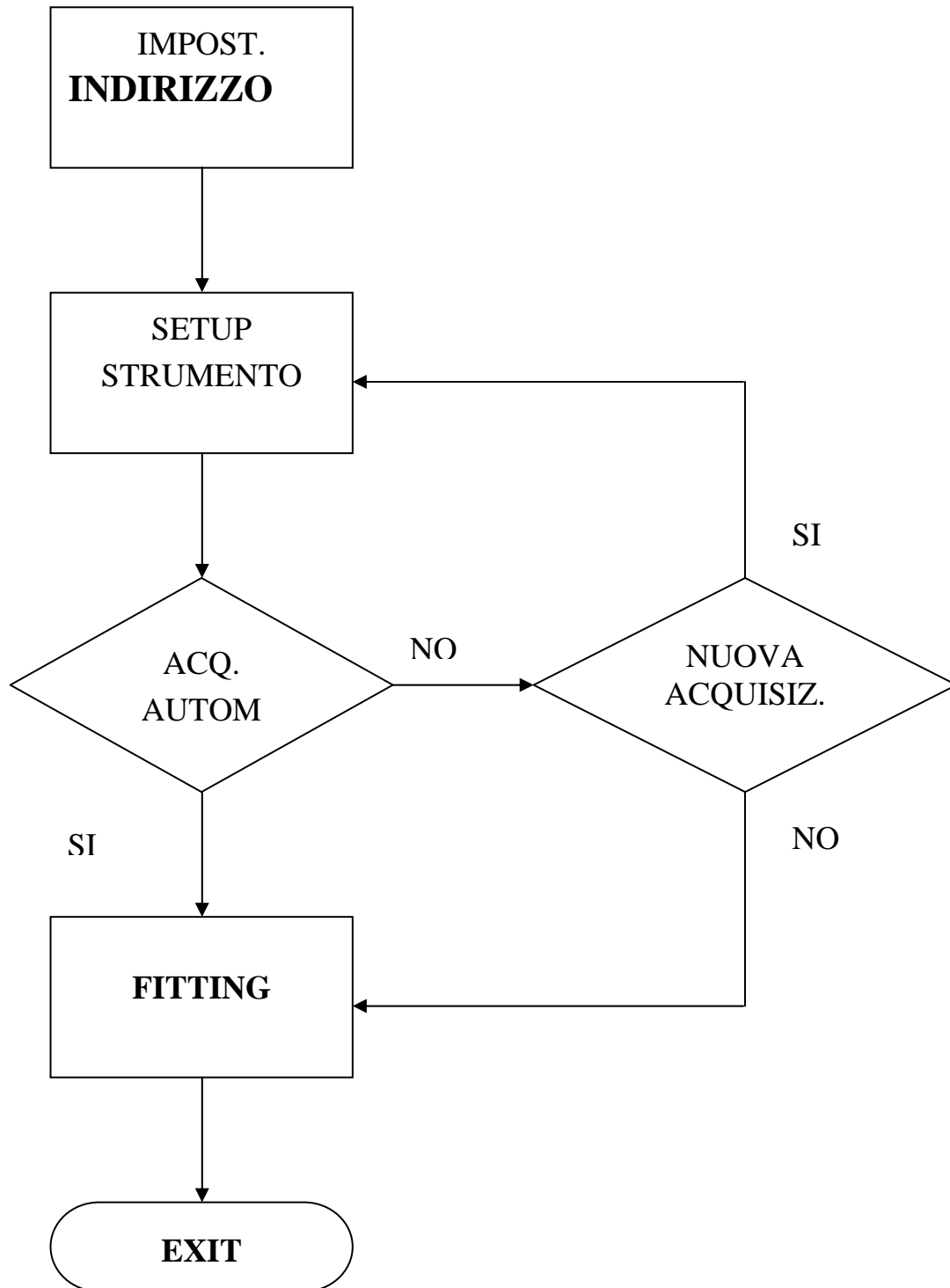


Fig. 3.5: diagramma di flusso del programma.

Le librerie impiegate per il programma sono le seguenti:

<formatio.h>	Contiene tutte le funzioni necessarie alla apertura, lettura, scrittura di file su disco. Infatti, dati che vengono acquisiti con lo strumento saranno poi salvati.
<utility.h>	Contiene le funzioni relative alla lettura della data sull'orologio di sistema. La data letta è poi utilizzata per nominare i vari file dati.
<analysis.h>	Contiene le funzioni matematiche necessarie al post-processing dei dati.
<gpib.h>	Contiene le funzioni relative ai comandi GPIB di lettura e scrittura che devono essere scambiati tra talker (il controllore del bus) e listener (la periferica).
<ansi_c.h>	Contiene le funzioni standard della libreria C.
<cvirte.h>	Contiene i parametri standard per creare la funzione <code>main</code> del codice generato.
<userint.h>	Contiene le funzioni per la gestione dei vari comandi della o delle GUI create.
"hp35670A.h"	Contiene tutti i control ID della o delle GUI create dall'utente. A differenza delle altre librerie questa si trova nella directory di lavoro (è infatti racchiusa tra "...").

La funzione `main` si articola in una primissima parte che tiene conto di un possibile link ad un compilatore C++ esterno (del tipo indicato nel paragrafo introduttivo di questo capitolo). Si passa quindi alle istruzioni per il caricamento

del pannello relativo all'impostazione dell'indirizzo al quale si trova lo strumento nel bus GPIB (Fig. 3.6). La funzione che permette ciò è `LoadPanel`. Questo pannello viene caricato con la chiamata della funzione `indirizzo_strumento()`.

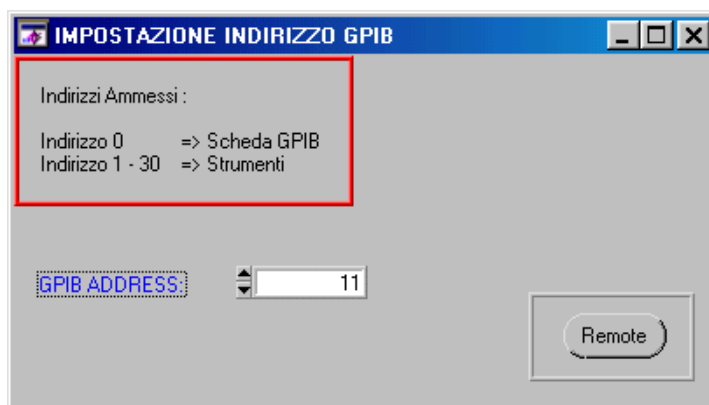


Fig. 3.6: Pannello per l'impostazione dell'indirizzo dello strumento.

La funzione invocata restituisce l'indirizzo al quale si trova lo strumento (memorizzato nella variabile `indirizzo`). Ottenuto tale valore, con il comando GPIB `ibdev` si ottiene una `HANDLE` cioè il descrittore del dispositivo (che viene salvato nella variabile `strumento`). Si apre così un canale di comunicazione. Tra i parametri della `ibdev`, oltre l'indirizzo, viene anche indicato un `TIME OUT`. Il suo scopo è restituire il controllo al calcolatore nel caso in cui non si riesca a creare il canale di comunicazione.

Quindi, attraverso l'evento generato con il tasto `Remote`, si procede al caricamento del successivo pannello cioè quello relativo al setup di tutto il banco e mediante il quale è possibile adattare i vari parametri al tipo di misura che si deve effettuare (Fig. 3.6). `pn1_var` è la variabile ad esso associata. Segue poi una parte relativa all'inizializzazione in cui si configura lo strumento in uno stato di default definito dall'utente.

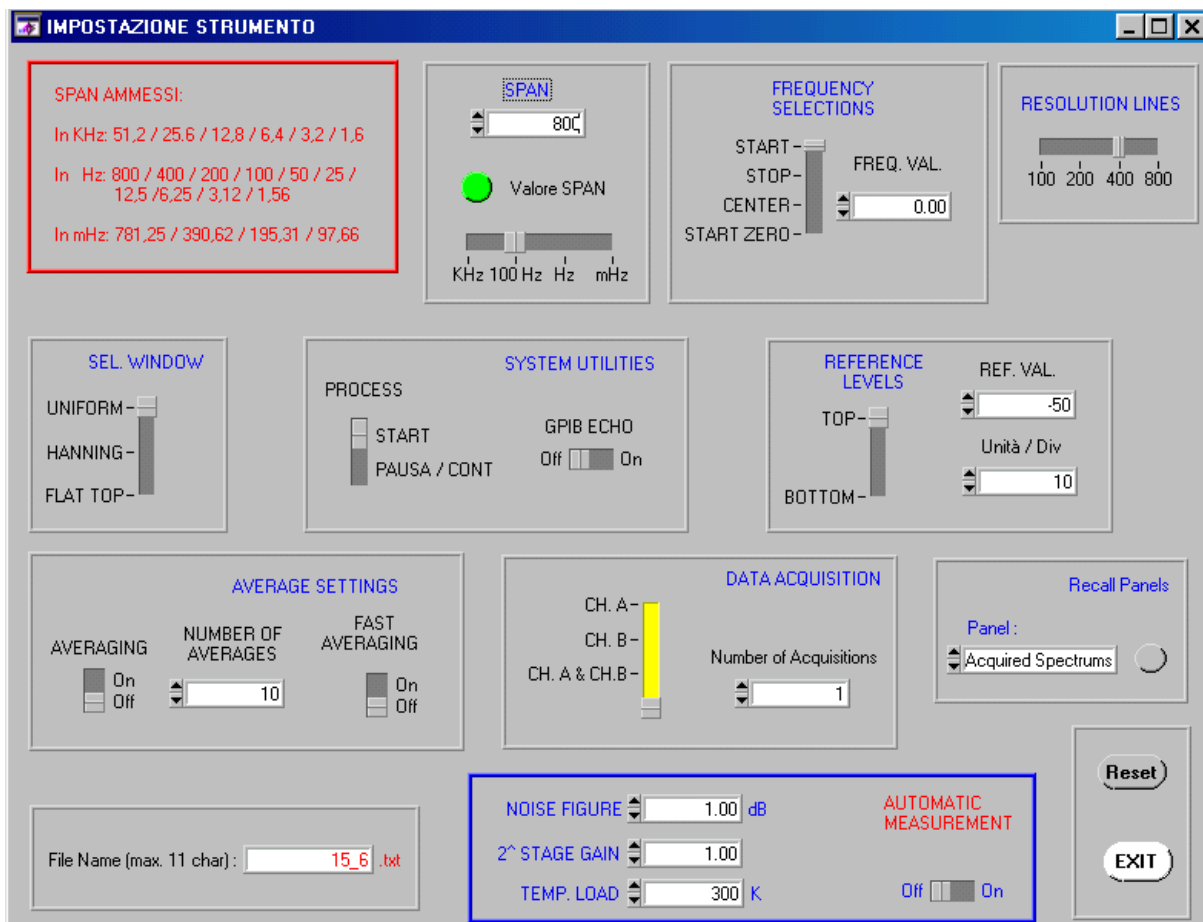


Fig. 3.7: Pannello per il setup dello strumento

Nella parte bassa di Fig. 3.7 è possibile notare la sezione per l'esecuzione della procedura automatica di misura ossia quella in cui l'utente non dovrà impostare nessun parametro poichè saranno impostati tutti automaticamente. Tale procedura verrà descritta in modo più dettagliato nel seguito quando verrà presentata la descrizione della funzione `curve_fitting()`.

Naturalmente a ciascuna sezione del pannello (racchiusa in un riquadro) vengono associati dei comandi dotati di callback. In ognuna di esse, dato che la comunicazione tra strumento (Listener) e terminale (Talker) avviene tramite interfaccia IEEE 488, sono inserite una più funzioni (`ibwrt` ed `ibrdr`) appartenenti alla libreria GPIB fornita dal software. I comandi GPIB hanno una sintassi di questi tipo:

```

    ibwrt(strument_id, "comand", num_char);
    ibrd(strument_id, dest_buffer, num_element);

```

dove :

strument_id	E' una variabile <code>int</code> corrispondente alla handle.
comand	Questo è un DEVICE DEPENDENT MESSAGE. E' una stringa alfanumerica corrispondente al comando che lo strumento riconosce e che si deve inviare.
num_char	E' una variabile <code>int</code> corrispondente al numero di caratteri costituenti il comando.
dest_buffer	E' una vettore di <code>char</code> nel quale sarà contenuta la stringa restituita dallo strumento.
num_elem	E' una variabile <code>int</code> corrispondente al numero massimo di caratteri che è possibile leggere.

Ciascuna delle callbacks inserite nel codice e relative a questo pannello svolge una particolare. Nella tabella sottostante viene riportata una loro breve descrizione.

Nome Callback	Funzione.
FINE	Questa callback viene automaticamente generata dal code builder del software. Infatti, non appena si decide di generare il codice LabWindows/CVI richiede a quale controllo deve essere associata la procedura che consente di uscire dall'esecuzione del programma. Nel pannello corrisponde al comando denominato EXIT. La funzione di libreria è <code>QuitUserInterface(0)</code> .

RESET_STRUM	<p>Questa è una callback generata dall'utente. E' associata al comando RESET. Ha la funzione di resettare cioè di riportare in uno stato di default sia l'interfaccia utente (il pannello di setup in questo caso) sia lo strumento. In essa è presente l'istruzione:</p> <pre>ibwrt (strumento, "SYST:PRES",9);</pre>
SCELTA_SPAN	<p>Lo strumento consente di impostare valori di SPAN predefiniti. Nel codice di si discriminano i valori ammessi (elencati tra le altre cose in un riquadro nel pannello di setup) dagli altri. Questa callback tiene conto di diversi elementi come la scala (KHz, Hz, mHz) e della risoluzione (800, 400, 200, 100). Il comando GPIB è:</p> <pre>ibwrt (strumento, "FREQ:SPAN %f Hz", strlen(comando));</pre> <p>Il valore da sostituire al metacarattere %f viene ricavato dal pannello leggendo gli appositi controlli con la funzione di libreria: GetCtrlVal. strlen(comando) è una funzione standard del C che restituisce il numero di caratteri della stringa comando escluso il terminatore.</p>
SEL_RANGE	<p>Lo strumento consente anche di shiftare sull'asse delle frequenze il valore di span impostato. Si fornisce quindi la possibilità di gestire anche i valori di START (STAR), STOP (STOP), CENTER (CENT) del campo di frequenze che si vuole osservare. E' possibile inoltre, riportare il valore iniziale dello span a frequenza 0, START ZERO (STAR 0). In questo caso sono ammessi tutti i valori di frequenza nel campo 0 – 51.2 KHz (campo consentito dallo strumento). Allo strumento viene inviato il comando del tipo:</p> <pre>ibwrt (strumento, "FREQ:STAR %f",</pre>

	<pre>strlen(comando));</pre> <p>Il valore associato a %f è ottenuto con GetCtrlVal.</p>
SEL_SCALE	<p>Selezionando una certa scala dello strumento occorre associare un fattore moltiplicativo opportuno:</p> <p>KHz \Rightarrow 1000.</p> <p>H \Rightarrow 1 o 100 (a seconda dei casi).</p> <p>mHz $\Rightarrow 10^{-3} = 0.001$.</p> <p>E' stata scelta questa possibilità per non dover impostare i limiti numerici del comando SPAN tra 0.00 e 51200.00 (valori caratteristici dello strumento) con incrementi dell'ordine di 10^{-2} (si veda il riquadro con i valori di span). Il campo dei valori è così limitato tra 0.00 e 51.20. Naturalmente il problema di questi incrementi così piccoli può essere superato digitando direttamente il valore scelto.</p>
RISOLUZIONE	<p>E' inoltre possibile scegliere il numero di punti con i quali rappresentare la forma d'onda sul video dello strumento. Si tratta di impostare pertanto la risoluzione video dello strumento (vedi anche SCELTA_SPAN). Il comando per settare lo strumento è:</p> <pre>ibwrt (strumento, "FREQ:RES %d", 12);</pre> <p>Il valore associato a %d è ottenuto con GetCtrlVal.</p>
FINESTRA	<p>Esistono tre tipi di scelte:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1- UNIFORM (UNIF): tutti i campioni vengono pesati allo stesso modo all'interno del time record. 2- HANNING (HANN): i campioni vengono pesati in modo diverso entro un time record (con una legge di tipo coseno rialzato). Ha una risoluzione in frequenza minore della precedente ma riduce notevolmente l'effetto Leakage (determinato dalle componenti spettrali spurie).

	<p>3- FLAT-TOP (FLAT): è simile alla precedente con il vantaggio che migliora ulteriormente il risultato della misura.</p> <p>Lo strumento è settato con un comando tipo:</p> <pre>ibwrt (strumento, "WIND:TYPE UNIF", 14);</pre>
ECHO_ON	<p>Il suo scopo è di visualizzare sullo strumento i comandi ad esso inviati. Il comando GPIB per la sua attivazione è:</p> <pre>ibwrt (strumento, "DISP:GPIB:ECHO ON", 17);</pre>
PROCESSO	<p>Con questa callback i processi in corso vengono attivati (START), sospesi o bloccati (PAUSA/CONT). Il comando GPIB inviato allo strumento è del tipo:</p> <pre>ibwrt (strumento, "INIT:CONT ON", 12);</pre>
VISIONE_TRACCE	<p>Consente il caricamento di un nuovo pannello con il quale si dà inizio ai processi di misura. Il comando GPIB è in realtà doppio poiché occorre selezionare la o le tracce attive ed il formato del display dello strumento (singolo canale o doppio canale). Quindi, nel caso di due tracce attive si mandano i comandi:</p> <pre>ibwrt (strumento, "CALC:ACT AB", 11); ibwrt (strumento, "DISP:FORM ULOW", 14);</pre> <p>In questa sezione è presente anche un comando per impostare il numero di spettri che si vuole acquisire. Si rimanda alla descrizione di tale procedimento per una più dettagliata spiegazione.</p>
ATTIVA_MEDIE	<p>Lo strumento fornisce la possibilità di mediare, prima di una acquisizione, un certo numero di spettri in modo da ridurre il campo in cui le ampiezze dei segnali variano. Impostato il numero di medie si inviano i comandi GPIB:</p> <pre>ibwrt (strumento, "AVER:COUN %d", 12);</pre>

	<pre>ibwrt (strumento, "AVER ON", 7);</pre> <p>Il valore associato a %d è ottenuto con GetCtrlVal.</p>
MEDIA_VELOCE	<p>Il comando precedente media N spettri prendendone uno per uno mentre, con questo comando si media uno spettro ogni X unità (valore impostabile, di default è 5). La sequenza di comandi GPIB da inviare allo strumento è analoga alla precedente solo che tra di essi deve essere inserito il comando:</p> <pre>ibwrt (strumento, "AVER:IRES ON", 12);</pre>
SEL_RIFERIMENTO	<p>Con questa callback si seleziona il range di valori superiore (TOP) ed inferiore (BOTTOM) dell'asse Y. Fissandone uno dei due e selezionando il numero di unità per divisione, l'altro viene impostato automaticamente. Per l'impostazione del valore superiore si invia il comando GPIB:</p> <pre>ibwrt (strumento, "DISP:WIND:TRAC:Y:TOP %d", 23);</pre> <p>Il valore associato a %d è ottenuto con GetCtrlVal.</p>
MIS_AUTOMATICA	<p>Con questa callback viene attivato un processo di misura automatica nel quale sono impostate di default 3 porzioni di frequenze da analizzare. Lo scopo di ciò è il calcolo della f_{knee} mediante un processo di fitting opportuno. Devono inoltre essere impostati i tre parametri indicati per il calcolo del fattore α_{scala}. Anche in questo caso si rimanda alla descrizione del procedimento di misura. Il pannello che viene caricato in seguito all'evento generato con l'interruttore in ON è mostrato in Fig. 3.8. Con il tasto START si passa poi al pannello di Fig. 3.9.</p>

Con la callback `VISIONE_TRACCE` si passa al pannello (Fig. 3.9) nel quale vengono presentati due grafici, uno per ciascun canale dello strumento e sui quali verranno plottati gli spettri acquisiti. Viene anche fornita la possibilità di visualizzare una loro HISTORY il cui scopo è quello di verificare se durante il processo di misura si siano verificati dei problemi.

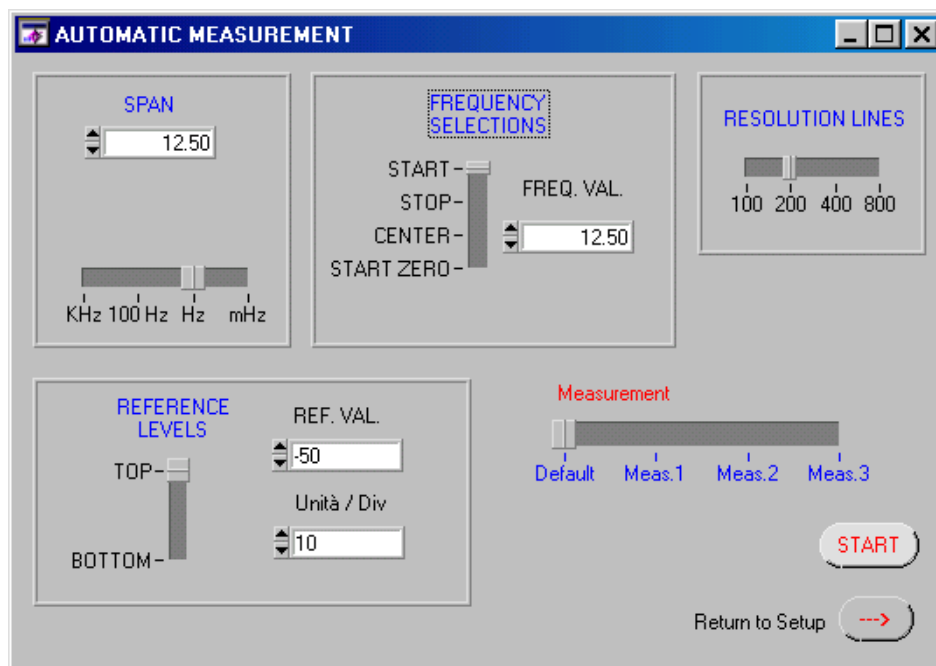


Fig 3.8: Pannello di setup per la MISURA AUTOMATICA.

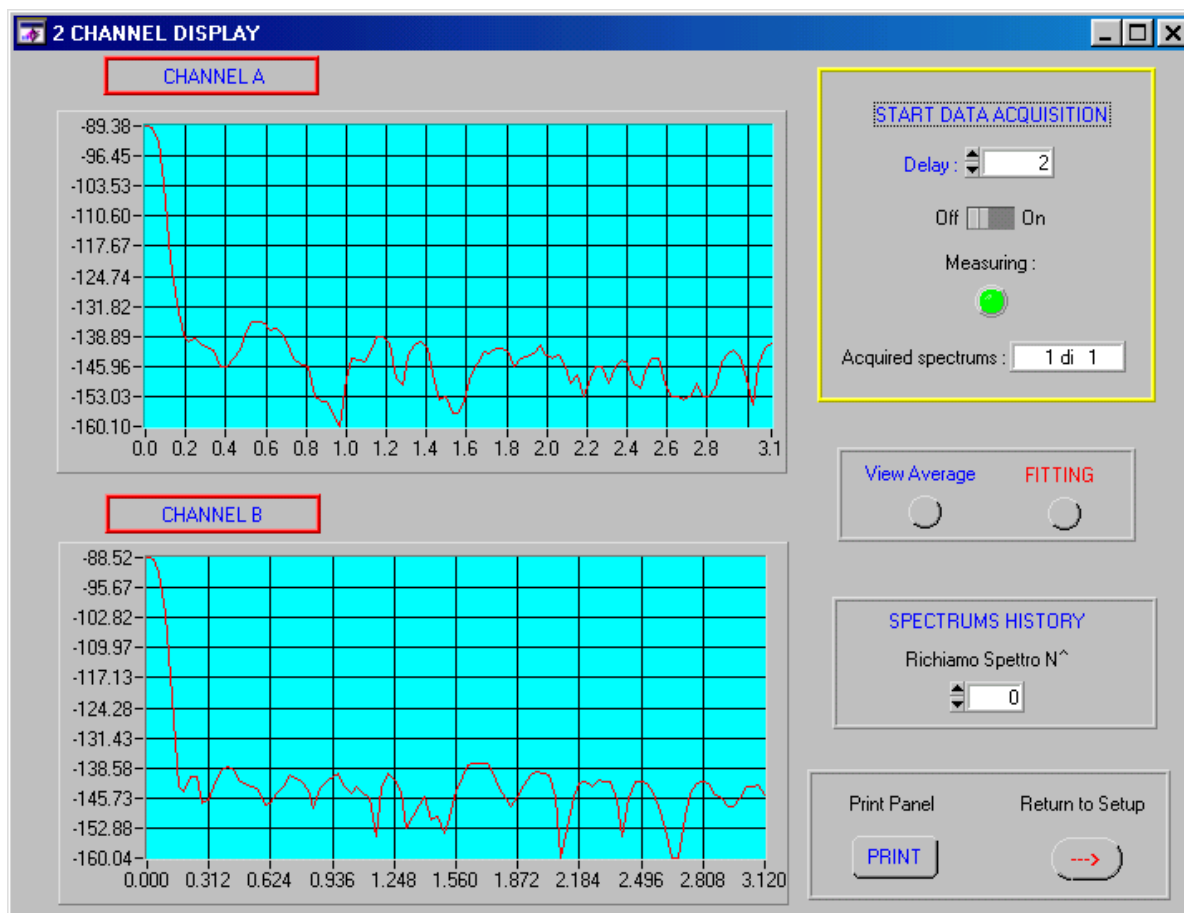


Fig. 3.9: Pannello per la visione degli spettri.

In tale pannello compare un comando DELAY; la sua funzione è quella di ritardare il processo di acquisizione di uno spettro.

Ciò è dovuto al fatto che più in basso si scende con i valori di SPAN e più è grande la risoluzione video adottata, maggiore sarà il tempo con cui lo strumento calcolerà uno spettro.

Anche in questo caso, ai vari comandi inseriti nel pannello corrispondono delle callbacks. A queste callbacks non sono associati direttamente dei comandi GPIB infatti, tutte le operazioni svolte riguardano il codice e la gestione della memoria:

ACQUISIZIONE	E' la callback che attiva il processo di acquisizione di uno spettro. Il codice che viene eseguito impiega la funzione <code>acquire_data()</code> (non è una funzione di libreria del CVI). Nel seguito viene fornita una sua descrizione.
VISIONE_PANNELLO	Con questa callback si passa al pannello nel quale viene graficato l'andamento medio degli spettri acquisiti processati secondo quanto imposto dal procedimento di misura (Fig. 3.10).
VISIONE_FITTING	Viene caricato un nuovo pannello per la visione e per l'adattamento della curva di fitting. La modifica di tale curva è fatta in base ad una riduzione di punti al fine di seguire il più possibile l'andamento misurato.
RICHIAMO_SPCT	Questa è la callback con la quale è possibile visionare tutti gli spettri (History), canale per canale, acquisiti durante il procedimento di misura e acquisizione.
GO_TO_SETUP	Con questa callback è possibile ritornare al pannello di setup dello strumento.
STAMPA	Consente la stampa del pannello attivo.

Terminato il processo di acquisizione durante il quale ogni altra attività viene sospesa, si passa con il comando `VIEW AVERAGE` ad un nuovo pannello (illustrato in Fig. 3.10).

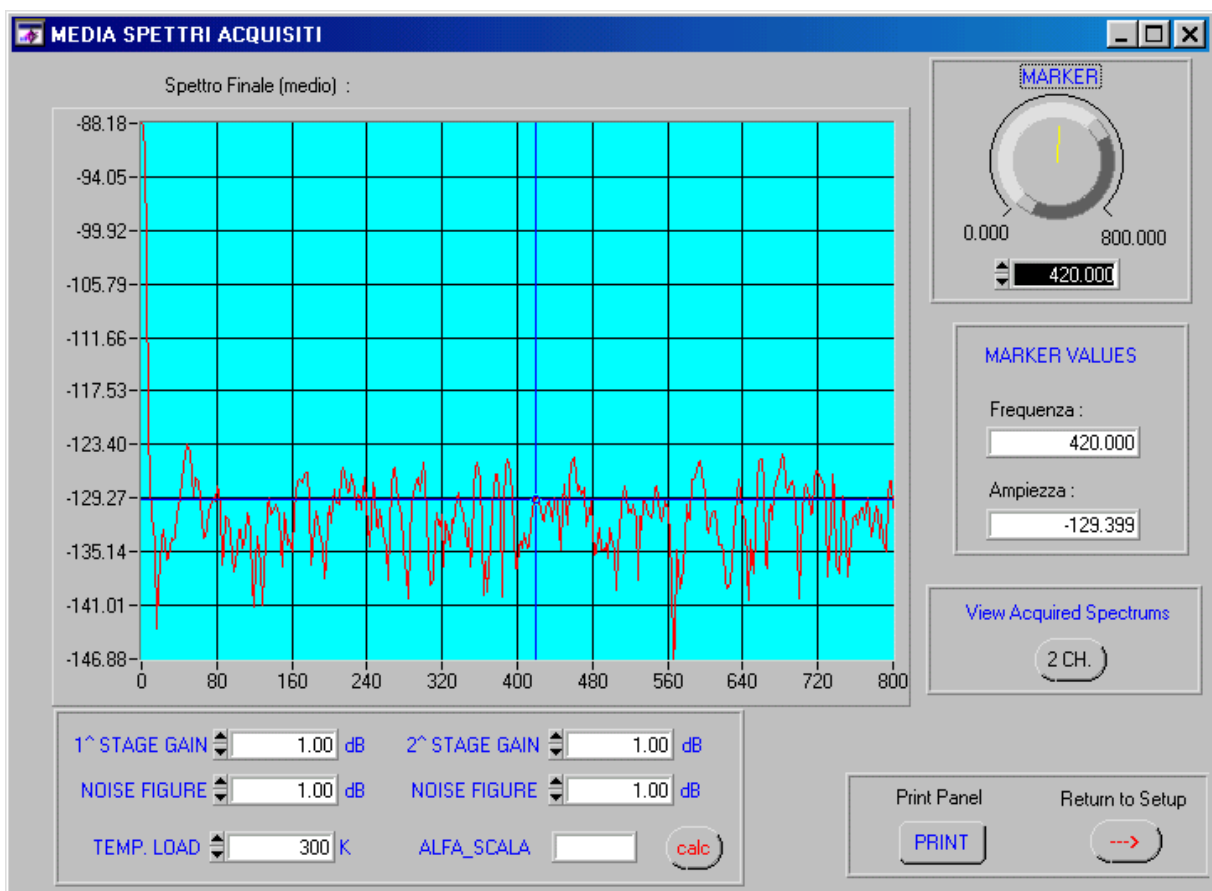


Fig. 3.10: Pannello per la visione dell'andamento medio.

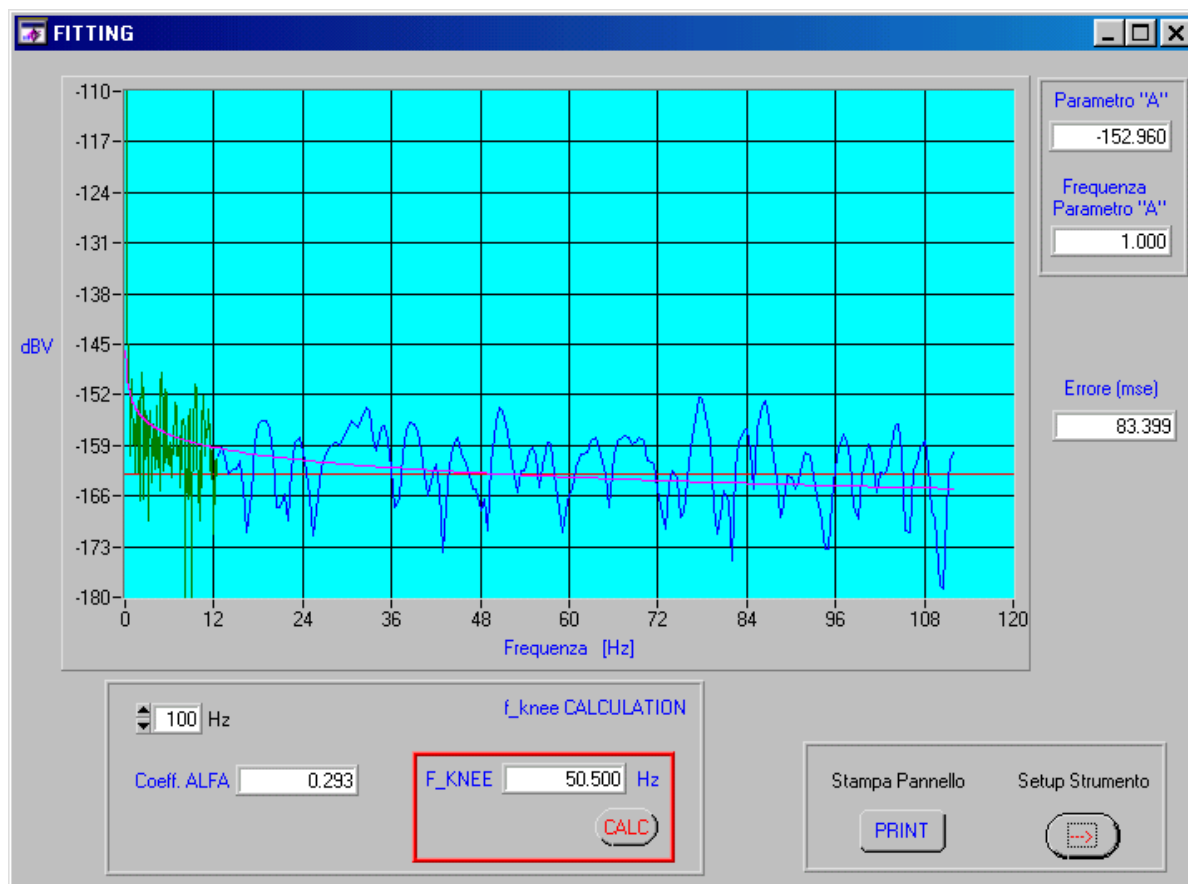


Fig. 3.11: Pannello per la visione del fitting.

Ai comandi di questo pannello sono associate le seguenti nuove callback (Print Panel e Return to Setup sono già state descritte) riportate in tabella:

POSIZ_CURS	Agendo sull'apposito knob si muove un cursore sullo schermo. La posizione è impostata con il valore di frequenza indicato sul comando. Da precisare che il cursore viene posizionato esclusivamente sul grafico plottato e non sullo strumento.
VISTA_SPETTRI	Consente il ritorno al pannello con i plot degli spettri acquisiti.
CALC_ALFA	Questa è la callback mediante la quale si calcola il valore α_{scala} in base ai valori impostati. Si disegna quindi

	l'andamento medio privato di tutti i contributi introdotti dal banco.
--	---

Per quello che riguarda i comandi del pannello di Fig. 3.11 occorre:

FITT_PLOT	Questa callback è associata al comando numerico della sezione <code>f_knee CALCULATION</code> . Occorre limitare il numero di punti per cercare di migliorare il fitting e per osservare le variazioni dell'indice spettrale α . Si riduce pertanto il campo di valori di frequenza dell'asse delle ascisse e si esegue nuovamente il processo di fitting.
F_KNEE	E' la callback che viene invocata agendo sul comando <code>CALC</code> . Con i valori di A e di α trovati, si ricava la curva A/f^α corrispondente. Questa callback consente inoltre di visualizzare il valore ottenuto di <code>f_knee</code> .

3.4 - Descrizione delle funzioni di acquisizione dati e fitting.

3.4.1 – Funzione `acquire_data()`.

Nella callback denominata `ACQUISIZIONE` viene innanzi tutto distinto il caso di misura normale o misura automatica (attraverso la variabile `autom`). Nel primo caso, i valori di setup vengono letti direttamente dal pannello. Nel secondo caso essi assumono valori standard in modo particolare per quello che riguarda lo span, la risoluzione, il range di frequenza da analizzare, il campo di valori dell'asse delle ordinate e del ritardo tra una acquisizione e l'altra.

Il procedimento consiste nel congelare lo spettro visualizzato sullo schermo inviando il comando:

```
ibwrt (strumento, "INIT:CONT OFF", 13);
```

L'acquisizione inizia con un primo ciclo `for` il cui numero di iterazioni dipende dal numero di spettri che si vuole acquisire (secondo quanto è illustrato nella descrizione del procedimento di misura). Quindi, mediante un secondo ciclo `for` interno al precedente, si posiziona il cursore e se ne legge il corrispondente valore. Le istruzioni che vengono inviate allo strumento sono:

```
ibwrt (strumento, "CALC:MARK:X %f", strlen(comando));
```

dove `%f` indica una variabile di tipo `double` associata alla posizione del marker sull'asse delle frequenze; con i comandi

```
ibwrt (strumento, "CALC:MARK:Y?", 12);
ibrd (strumento, buffer, 25);
```

dove `buffer` è un vettore di 25 caratteri, si legge la stringa restituita dallo strumento. Tale stringa viene poi trasformata in un valore numerico e quindi memorizzato in un vettore di `double` (`vettore_1` per un canale e `vettore_2` per l'altro). Fatto ciò si passa al posizionamento del cursore nella successiva posizione. Gli incrementi di posizione sono definiti dal rapporto `span/risoluzione`.

Lo spettro acquisito viene infine plottato sul pannello dei grafici di Fig. 3.9 (con la funzione `PlotWaveForm`) e memorizzato in un apposito file (si usa la funzione `ArrayToFile`).

Per terminare il ciclo, viene fatto ripartire il processo di misura e calcolo della FFT del nuovo spettro da parte dello strumento con il comando:

```
ibwrt (strumento, "INIT", 4);
```

3.4.1 – Funzione `curve_fitting()`.

Questa funzione viene richiamata ogni volta che è terminata l'esecuzione della procedura di acquisizione in modalità automatica. Come primo passo si procede

al calcolo del parametro α_{scala} . I due vettori acquisiti vengono scalati di tale valore, moltiplicati tra loro e memorizzati nella matrice `prodotto`.

A questo punto, si esegue poi la somma, colonna per colonna, degli elementi della matrice e si determina il valore medio dividendo per il numero di acquisizioni come previsto nel procedimento di misura. Una volta creato il vettore `media_dB` (i valori sono in unità logaritmiche) si procede alla determinazione del livello del rumore bianco con un fitting lineare. Tale operazione avviene con i dati relativi all'acquisizione con span compreso tra 100Hz e 900Hz. La funzione è `LinFit` (Libreria Advanced Analysis del CVI).

C'è da evidenziare che questa operazione è fatta dopo aver ulteriormente scalato i dati di una quantità pari al rapporto tra la minima banda video impiegata nel processo di misura e quella associata allo span attuale in modo da adattare il livello di rumore. Tali bande video sono a loro volta determinate dal rapporto span/risoluzione.

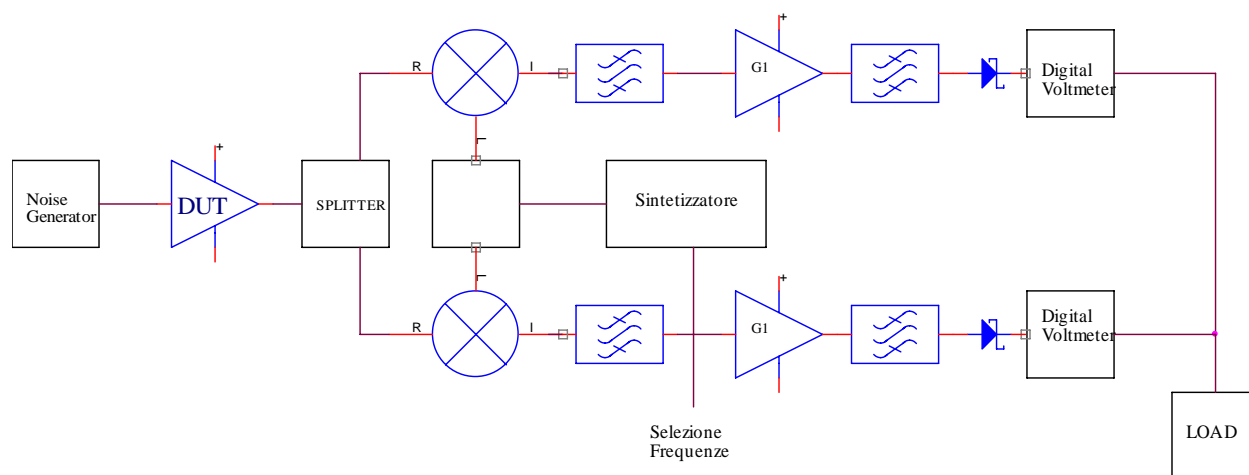
La parte relativa alla determinazione dell'andamento $1/f$ utilizza i dati relativi alle acquisizioni tra 0 – 12.5Hz e 12.5 – 112.5Hz. La funzione impiegata è `NonLinFit` (Libreria Advanced Analysis del CVI). Tale funzione restituisce anche il valore del coefficiente “ α ” che descrive la legge $1/f$. Infine, si disegna una curva con andamento A/f^α e dall'intersezione delle due curve di fitting è infine determinata la frequenza f_{knee} .

Conclusioni

Si é realizzato un banco di misura del rumore $1/f$ per frequenze centimetriche. La limitazione principale dell'architettura di questo metodo è che essendo una rivelazione diretta, opera solo a una frequenza ben precisa. Questo comporta per esempio che è stato opportuno sostituire i filtri a 5 GHz con filtri a 7 GHz per testare l'amplificatore criogenico. La realizzazione del banco millimetrico verrà realizzata con la medesima architettura ma con componenti operanti a 32GHz.

Data l'estrema lentezza dell'FFT analyzer (non è dotato di estensioni real time) e della bassa dinamica, si potrebbe sostituire questo strumento con due voltmetri digitali ad altissima risoluzione. Dopo l'acquisizione nel tempo dei vari campioni, in fase di post processing si può calcolare la FFT (o un'altra analisi) OFF LINE.

Inoltre, una modifica più consistente riguarderà l'architettura del banco al fine di poter eseguire misure su un range di frequenze più esteso. Un possibile nuovo approccio potrebbe essere il seguente:



L'aggiunta della sorgente di rumore, consentirà di misurare automaticamente sia il guadagno che la temperatura di rumore dell'insieme catena/DUT grazie a un comando remoto che permetterà di effettuare dei cicli di ON/OFF.

La collezione dei dati raccolti ha evidenziato che nella metodologia impiegata sussiste una certa ambiguità sulla definizione di frequenza di ginocchio f_{knee} e Indice Spettrale α . Infatti, i risultati sono funzione a seconda dei dati associati al campo di frequenze che si considerano di volta in volta per applicare l'algoritmo di fitting. I valori teorici dell'indice spettrale vengono verificati con quelli presenti nella documentazione presente in letteratura, ma solo considerando campi di frequenza molto bassi. A questo proposito si vuole far notare che le fonti bibliografiche forniscono comunque una definizione esclusivamente concettuale non dettagliando le condizioni sotto le quali vengano realizzate le misure.

Per quello che riguarda la f_{knee} ed il parametro α dell'amplificatore realizzato dalla Bekrshire Technologies (Model C-4.0-30H), il costruttore non fornisce nessuna indicazione in proposito. I valori ottenuti, 2.75 Hz e 1.015 rispettivamente, sono quindi da ritenersi accettabili poiché compatibili con i risultati ottenuti per misure effettuati su dispositivi simili.

Nel caso delle misure effettuate sull'amplificatore criogenico la comprensione dei risultati si è rivelata essere più complessa infatti non si è riusciti ad ottenere un valore di α prossimo all'unità. Poiché si deve avere un α prossimo all'unità, considerando un valore di 0.898 si è misurata una f_{knee} di 3,562 Hz operando in un campo di frequenze di 5 Hz mentre, per $\alpha = 1.255$ la f_{knee} risulta di 2.5 Hz agendo su un campo di frequenze di 4 Hz. Il Dipartimento di Ingegneria di Elettronica dell'Università di Roma non ha ancora fornito indicazioni in merito.

Per migliorare tutto ciò, sarà necessario rifinire gli algoritmi per il calcolo della f_{knee} adottando metodi che automaticamente minimizzino l'errore sul fitting. Una idea potrebbe essere quella di trasformare la scala delle frequenze in logaritmico e cercare di effettuare il fitting con una retta di pendenza -1 invece che interpolare i punti con una funzione non lineare.

Concludendo si è dimostrato che è possibile realizzare una misura automatica del rumore $1/f$ e una tecnica a correlazione risulta essere la più indicata per questo tipo di misure in quanto non influenzata dalle degradazioni introdotte dal banco. Il software CVI risulta essere un pacchetto molto agevole e comodo per

realizzare misure automatiche e strumenti virtuali open alle varie modifiche future.

Appendice 1

Componenti Impiegati

- 1- Berkshire Technologies Model C-4.0-30H (Device Under Test).
- 2- JCA Technology Model JCA48-201 (Post-Amplificatore).
- 3- HP 8471E (Diodo Schottky Square Law).

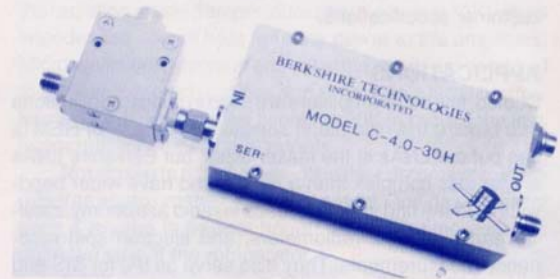
ULTRA LOW NOISE

METROELETTROSUD
00137 ROMA - Via Carlo Lorenzini, 12
Tel. (06) 82.72.841 - Fax (06) 86.80.22.67
Tlx. 625482 METSUD I

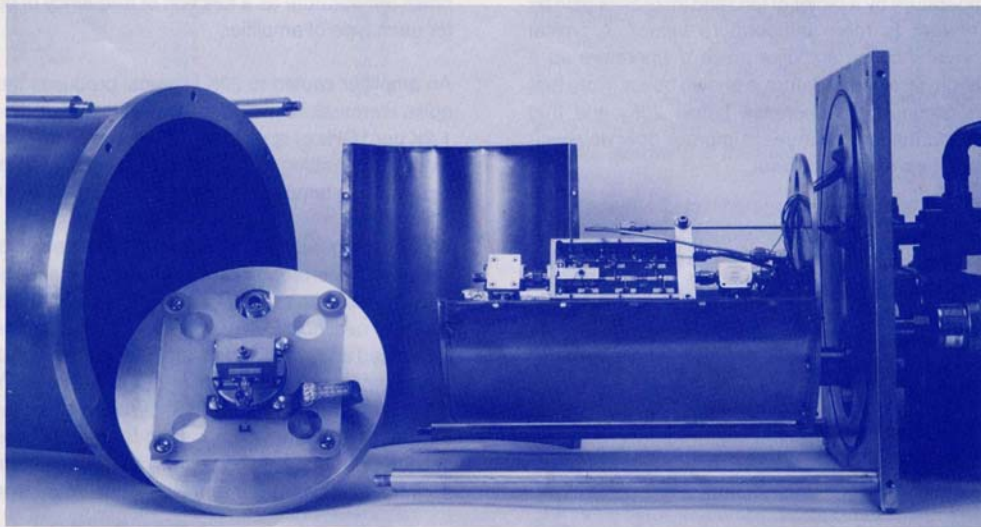
CRYOGENIC AMPLIFIERS

FOR THE ULTIMATE...
BEYOND THE STATE OF THE ART
IN LOW NOISE TEMPERATURES

- 3° KELVIN NOISE TEMPERATURE IN L-BAND
- 6° KELVIN IN C -BAND
- 12° KELVIN IN X-BAND



AND COOLED RECEIVER SYSTEMS



EXPLODED VIEW SHOWS THE AMPLIFIER ATTACHED TO THE COLD HEAD OF THE CLOSED CYCLE REFRIGERATOR. THE DEWAR OUTER (LEFT) HAS BEEN REMOVED TO SHOW THE SPLIT CYLINDRICAL RADIATION SHIELD. ALSO SHOWN IS THE FRONT WALL OF THE DEWAR WITH THE WAVEGUIDE-TO-COAX ADAPTER ATTACHED VIA FIBERGLASS SPIDER THERMAL BARRIER.

BERKSHIRE TECHNOLOGIES Inc.
5427 Telegraph Ave., Suite B

Oakland, Ca 94609
(415) 655-1986

BERKSHIRE TECHNOLOGIES INC.

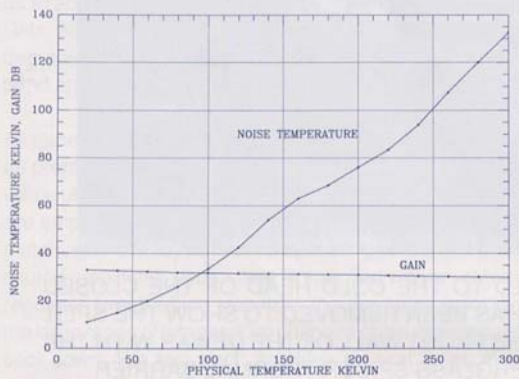
is a small innovative company specializing in the manufacture of ultra low noise microwave amplifiers and systems. Our engineering staff has many years of experience in designing GaAsFET and HEMT* amplifiers tailored for ultra low noise at spot frequencies. We specialize in cryogenic units and amplifiers with special features not supplied by the large manufacturers. We supply a standard line of cooled, low noise amplifiers (LNAs) that cover the most popularly used frequencies in the 1 to 16 GHz range. We also custom design and build special-purpose amplifiers to customer specifications.

APPLICATIONS

Cooled, low noise amplifiers are used in critical applications that require the ultimate in sensitivity. The use of HEMTs has put our LNAs in the maser class, but Berkshire LNAs are far less complex than a maser, and have wider bandwidths. LNAs find important uses in radio astronomy, satellite earth stations, radiometers, and electron spin resonance measurements. They also serve as IFs for SIS and Schottky diode millimeter and sub-millimeter mixers.

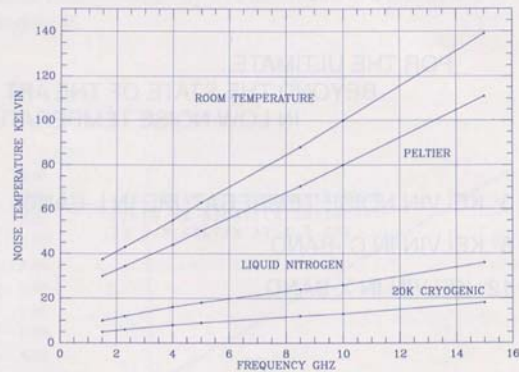
COOLING HEMTs

Cooling a HEMT-based amplifier to 20K decreases the noise temperature by a factor of ten (and increases gain by 3db) compared to room temperature values. A typical cooling curve showing amplifier noise temperature as a function of physical temperature is shown below. Note that the noise continues to decrease below 20K, and that amplifier performance continues to improve down to physical temperatures of 4K and lower.



THE BERKSHIRE LINE OF AMPLIFIERS

Berkshire Technologies supplies ultra-low noise room temperature amplifiers, amplifiers suitable for use in thermoelectrically cooled (Peltier) systems, amplifiers suitable for use in LN2 systems, and amplifiers for fully cryogenic



systems. The relative performance of these types of amplifier is shown in the graph above, where we have plotted noise temperature as a function of frequency of operation for each type of amplifier.

An amplifier cooled to 20K physical produces the lowest noise temperature, which can be estimated by the relation $1.2K \text{ per } 1GHz \text{ of operating frequency plus } 2K$. That is, an amplifier operating at 8.5 GHz can be expected to have a typical noise temperature of 12K ($1.2K \times 8.5 + 2K$).

A room temperature amplifier is the least expensive and simplest to operate; its noise temperature is approximately eight to ten times that of a 20K cryogenic amplifier. In currently available Peltier cooled systems, amplifier noise is reduced and stabilized about 20 percent below that of a room temperature amplifier at the same frequency. The decrease in amplifier noise temperature is not large, but the Peltier system, which is long-lasting and essentially service-free, does stabilize the physical operating temperature of the amplifier and eliminates troublesome fluc-

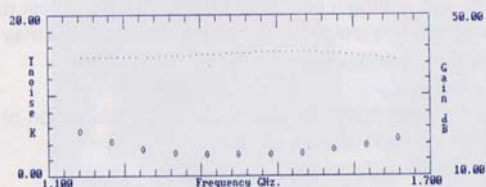
* HEMT is an acronym for High Electron Mobility Transistor. These are Aluminum Gallium Arsenide FET structures in the channel of which a 2-dimensional electron gas forms at the interface between the AlGaAs and the pure GaAs. The highly mobile electrons in this channel have the property of cooling like electrons in a metal, hence the noise generated is proportional to the absolute temperature. It is this property that is exploited in cooled HEMT

tuations in noise figure and gain caused by high and widely varying ambient temperatures. This can be extremely important for operations in some difficult environments.

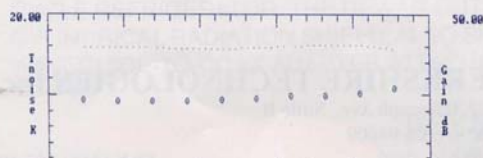
An amplifier located in a vacuum dewar and cooled by liquid nitrogen provides ultra low noise operation at minimal cost. An LN2 cooled amplifier produces a noise temperature of approximately one fourth that of an amplifier of the same frequency operating at room temperature, approximately double the noise temperature of a full cryogenic (20K) system. An LN2 system provides a good compromise in those situations in which the ultimate in low noise is not absolutely required, and in which the dewar can easily be refilled with LN2 on a regular basis. The noise temperature of an LN2 cooled amplifier can be estimated by the relation 2.4K per 1GHz of operating frequency plus 4K. For example, the expected noise temperature of an LN2 cooled amplifier operating at 15 GHz is 40K.

Typical cryogenic (20K) performance is illustrated by the actual measured test data shown below for Berkshire L-band and X-band amplifiers. Dewar flange temperatures are 2-3 K higher with coax input for the L-band, and waveguide input for the X-band. The L-band amplifier was internally matched at the input for good VSWR, and the X-band amplifier included a specially built cooled input isolator.

FREQUENCY GHZ	NOISE TEMPERATURE KELVIN	GAIN DB
1.15	5.5	39.5
1.2	4.2	39.3
1.25	3.3	39.5
1.3	2.8	39.7
1.35	2.6	39.9
1.4	2.6	40.2
1.45	2.6	40.6
1.5	2.9	40.5
1.55	3.2	40.3
1.6	3.8	39.7
1.65	4.6	38.7



FREQUENCY GHZ	NOISE TEMPERATURE KELVIN	GAIN DB
7.9	10.3	39.6
8.0	10.1	39.4
8.1	10.1	39.5
8.2	10.2	39.3
8.3	10.3	39.5
8.4	10.7	39.7
8.5	10.8	40.2
8.6	11.1	40.1
8.7	11.1	40.1
8.8	11.7	39.2



Output matches were good. Gain compression and the third order intercept point are comparable to those for GaAsFET amplifiers. In addition to amplifiers, Berkshire Technologies also makes complete systems.

BERKSHIRE SYSTEMS

Cryogenic receiver systems produced by Berkshire. Cooling the amplifier to 20K or below requires a cryogenic refrigeration system of the type shown in the cover photo. Components of this system are the helium refrigerator, the dewar and its radiation heat shield, together with the amplifiers and associated waveguide and coaxial components. The amplifiers, which are attached to a 20K refrigerator cold head, are in a vacuum. They are surrounded by the radiation shield (temperature approximately 70K) which impedes the flow of heat from the dewar to the amplifiers. Microwave connections in and out of the dewar are designed to achieve low electrical loss and to provide a large thermal barrier. Input isolators are cooled to 20K to reduce the loss temperature of those components.

Not shown in the photograph is the compressor, which requires approximately 1.5 KW of power. Cooldown time for such a system is several hours; the exact time depends upon the size of the refrigerator.

A 20K cryogenic system of the type described provides nearly the ultimate in noise performance for only moderate complexity and cost. Such systems can be custom built by Berkshire. To exceed its performance, one would have to go to a liquid He system, or employ a refrigerator capable of maintaining the amplifiers at temperatures of 4K.

Refrigerator-cooled HEMT systems have been found to be very reliable in field use on antennas. The MTBF for a 20K refrigerator is much greater than one year; amplifier life is indefinitely long based on the performance of hundreds of units operating in the field.

LN2 systems. Liquid nitrogen systems are suitable not only for tests or demonstrations but also for any application in which the dewar can easily be filled with liquid nitrogen on a daily basis. These systems are self contained and have a small remote power supply. They provide excellent low noise performance as the data given earlier indicate. The input lines to the system increase the system noise by a small amount. An LN2 system is typically 10 inches in diameter, 12 inches high, and weighs 25 pounds. Such a device can be antenna mounted to allow plus or minus 40 degrees of motion.

Peltier cooled systems. Berkshire Peltier units employ a solid-state thermo-electric junction to cool the amplifiers to a constant temperature of approximately 245K. The amplifiers are enclosed in a hermetically sealed evacuated dewar. Input and output lines pass through vacuum seals for long, trouble-free service. The system is operated from a remote control unit which contains the power supplies and

the temperature control electronics for the Peltier cooler. Power consumption is approximately 250 watts. The cooldown time is tens of minutes.

BERKSHIRE POWER SUPPLIES

Berkshire Power Supply Model PS-3B is recommended for use with our cooled amplifiers. This servo-controlled power supply is complete with metering and maintains the proper bias on the cooled FETs.

BERKSHIRE AUTOMATED NOISE FIGURE TEST SYSTEMS

The Berkshire Automated Test Bench measures the noise performance of low-noise microwave amplifiers as a function of frequency and displays the results as a graph and as a table of values. The frequency coverage is up to 18 GHz; measurement accuracy is better than 1K. The Test Bench is computer controlled.

The system performs noise figure measurements by switching the input of the LNA between a terminated load at ambient temperature, and one at 77K (or other temperature). The Automated Test Bench consists of two units. The RF unit contains a precision test receiver; the d/a unit contains the analog-to-digital converter, relay drivers, and digital-to-analog converters. The Test Bench is controlled by an IBM-PC or compatible computer through the IEEE-488 bus. The operating program is written in C and can be customized to allow user-specified details of the measurements.

The Test Bench is a custom designed unit, hence a wide variety of options can be arranged to meet user requirements.

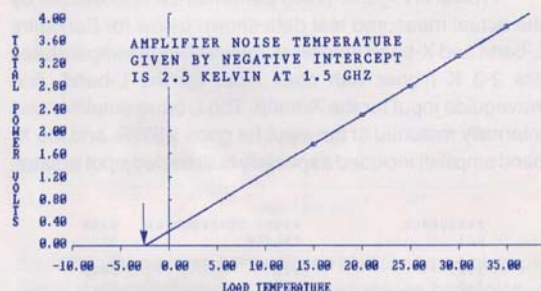
MANUFACTURING PRACTICES AND PROCEDURES

All our amplifiers are designed using computer aided techniques to optimize performance over the frequency range of interest. Computer design techniques have enabled us to achieve much wider band widths than formerly. At 4 GHz, 30 percent bandwidth is available with only a small degradation of noise performance; we produce an octave band amplifier in the 2-4 GHz range.

All transistors used in our amplifiers are specially selected for premium performance at the temperature at which they will be used. In units operating above 4GHz, input circulators are employed to achieve input match; source inductance matching is employed in units operating below 4GHz. For cooled amplifiers, each stage is supplied with an external regulator circuit which stabilizes the operating point over the large range of temperature changes encountered during cool down. We test each amplifier several times at the

appropriate temperatures in the process of manufacture, and adjust for optimum performance in the cold condition.

Noise temperature and gain of our cooled HEMT amplifiers are measured on an automated test system by a special technique developed at Berkshire Technologies. A specially designed 50 ohm termination is attached to the amplifier under test. The temperature of this termination is varied; the measurement of output power of the amplifier at a series of termination temperatures yields the noise temperature with high precision. The inherent accuracy of a noise determination by this technique is a few tenths of a degree K.



With each amplifier shipped, we provide test data showing frequency range of the amplifier, noise figure, small signal gain, and optimum operating biases. Additional test data over operating temperature and frequency ranges may be available at additional cost.

We use best commercial practice in the fabrication of all Berkshire Technologies products.

METROELETTROSUD
00137 ROMA - Via Carlo Lorenzini, 12
Tel. (06) 82.72.841 - Fax (06) 86.80.22.67
Tlx. 625482 METSUD I



BERKSHIRE TECHNOLOGIES Inc.

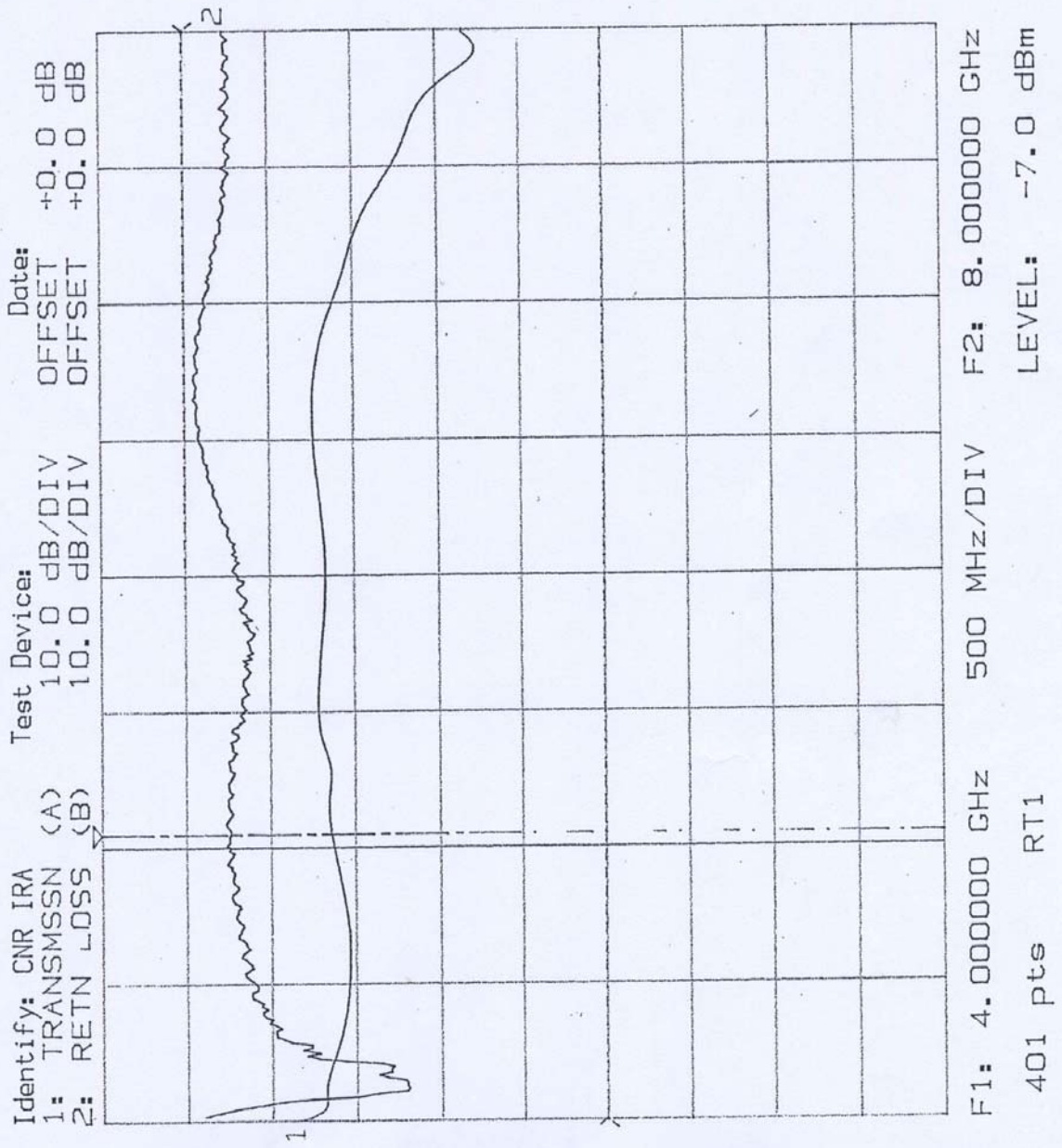
5427 Telegraph Ave., Suite B
Oakland, Ca 94609
(415) 655-1986

FAX (415) 655-1005

SOURCE
68159B
Analogue

CURSOR

1: 32.87 dB
2: 5.24 dB
5.050040 CHz



A1.1 - JCA TECHNOLOGY Model JCA48 – 201

Octave Band Amplifier from 4.0 GHz to 8.0 GHz.

Amplificatore realizzato con tecnologia GaAs FET.

Le seguenti caratteristiche sono state misurate dal costruttore a temperatura di +25°C.

Il campo di temperature nel quale l'amplificatore opera e' tra -54°C e 75°C.

Model Number	Freq Range GHz	Gain (dB) Min	Noise Figure dB (max)	Gain Flatness +/- dB	1 dB Comp Pt dBm (min)	3rd Order IP (TYP)	VSWR In & Out (max)	DC Current (+12 to +15 VDC) mA (typ)
JCA 48-201	4.0-8.0	18	2.5	1.0	13	23	2.0:1	120

A1.2 - Detectors

Le giunzioni metallo semiconduttore hanno eccellenti performances nel campo delle microonde. La caratteristica corrente tensione segue un andamento tipo quello indicato in Fig. A1.1:

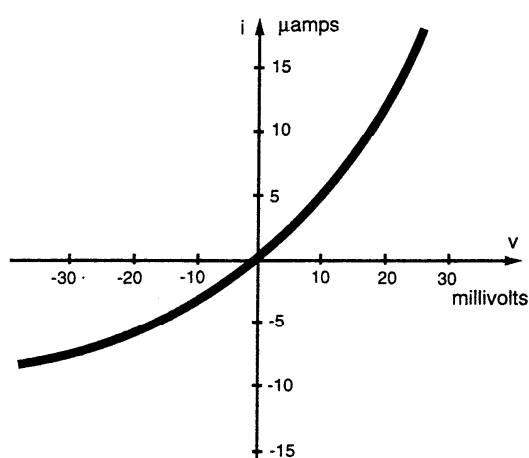


Fig. A1.1: Caratteristica i/v del diodo Schottky (espansa attorno al punto 0).

$$i = I_s \left(e^{\frac{q}{nKT} v} - 1 \right) \quad [A1.1]$$

dove i è la corrente del diodo, v è la tensione ai capi del diodo, I_s la corrente di saturazione (costante ad una data temperatura), K la costante di Boltzmann, T la temperatura assoluta, q la carica dell'elettrone e n è il numero dei portatori.

Sviluppando in serie la [A1.1] si ottiene:

$$i = I_s \left(\frac{qv}{nKT} + \left(\frac{qv}{nKT} \right)^2 \frac{1}{2!} + \left(\frac{qv}{nKT} \right)^3 \frac{1}{3!} + \dots \right) \quad [A1.2]$$

In Fig. A1.1 si può notare che attorno allo 0, quindi in regime di piccoli segnali, l'andamento ha una legge di tipo quadratico. Per questo si parla di diodi Square Law: la corrente di uscita sarà proporzionale al quadrato della tensione di ingresso. Chiudendo tale uscita su un carico resistivo si può dire che la tensione di uscita è proporzionale alla potenza in ingresso.

Se il segnale RF di ingresso ha un valore tale da ritenere non trascurabili i termini di quarto ordine nella [A1.2] l'andamento della caratteristica diverrà di tipo quasi-square-law. La regione in questione è detta di transizione. Valori superiori dell'ingresso portano poi nella regione lineare dove la i è proporzionale alla v di ingresso.

Tipicamente la zona ad andamento quadratico è compresa tra il livello del rumore (in genere considerato attorno ai -70 dBm) fino a valori di circa -20 dBm; tra -20 dBm e 0 dBm sia ha la regione di transizione mentre, per valori superiori a 0 dBm si ha la regione lineare.

Calcolando la derivata della [A1.1] rispetto alla tensione è possibile calcolare la resistenza del diodo. Essa vale:

$$R_0 = \frac{nKT}{qI_s} \quad [A1.3]$$

dove R_0 è una funzione della temperatura. Collegando il diodo ad una sorgente di segnale a radiofrequenza, qualora si verificano condizioni di adattamento, esso riuscirà a rivelare il valore massimo della potenza al suo ingresso.

Se il valore di R_0 cambia con la temperatura si avrà un disadattamento e di conseguenza si rivelerà una potenza minore perché parte della potenza verrà riflessa: la R_0 può essere considerata come un indice di sensibilità del diodo. La sensibilità del diodo indica l'efficienza del componente nel convertire la potenza di ingresso in una tensione utile: tale valore è misurato in $mV/\mu W$.

Il diodo utilizzato in questa lavoro è realizzato (Hewlett Packard Modello 8471E) con tecnologia GaAs poiché questo materiale ha prestazioni eccellenti nel campo delle microonde. In Fig. A1.2 è illustrata la sezione trasversale del dispositivo in questione. Il processo di fabbricazione è chiamato PDB (Planar Doped Barrier).

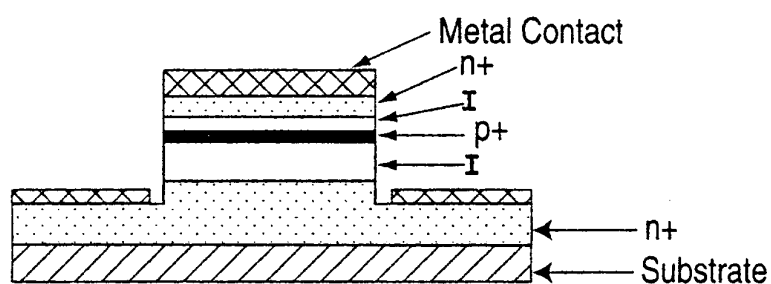


Fig. A1.2: Sezione trasversale del diodo Schottky.

Appendice 2

Analizzatore di Spettro

Agilent 35670A Dynamic Signal Analyzer

Product Overview



Versatile two- or four-channel high-performance
FFT-based spectrum/network analyzer

122 μ Hz to 102.4 kHz 16-bit ADC



The Agilent 35670A
shown with four
channels (option AY6)

Key Specifications

Frequency Range:	102.4 kHz 1 channel 51.2 kHz 2 channel 25.6 kHz 4 channel
Dynamic Range:	90 dB typical
Accuracy:	± 0.15 dB
Channel Match:	± 0.04 dB and ± 0.5 degrees
Real-time Bandwidth:	25.6 kHz/1 channel
Resolution:	100, 200, 400 & 800 lines
Time Capture:	0.8 to 5 Msamples (option UFC)
Source Types:	Random, Burst random, Periodic chirp, Burst chirp, Pink noise, Sine, Swept-Sine (option 1D2), Arbitrary (option 1D4)

The Agilent 35670A is a portable two- or four-channel dynamic signal analyzer with the versatility to be several instruments at once. Rugged and portable, it's ideal for field work. Yet it has the performance and functionality required for demanding R&D applications. Optional features optimize the instrument for troubleshooting mechanical vibration and noise problems, characterizing control systems, or general spectrum and network analysis.

Take the Agilent 35670A where it's needed!

Whether you're moving an instrument around the world or around the lab, portability is a real benefit. Small enough to fit under an airplane seat, the 35670A goes where it's needed. But there's more to portability than size. Like a nominal 12- to 28-volt dc

power input and self-contained features that do not require external hardware, such as built-in piezoelectric integrated circuit power supply, analog trigger and tachometer inputs, and optional computed order tracking.

Versatile enough to be your only instrument for low frequency analysis

With the 35670A, you carry several instruments into the field in one package. Frequency, time, and amplitude domain analysis are all available in the standard instrument. Build on that capability with options that either add new measurement capability or enhance all measurement modes.

AY6	Add Two Channels (Four Total)
1D0	Computed Order Tracking
1D1	Real-Time Octave Measurements
UK4	Microphone Adapter and Power Supply
1D2	Swept-Sine Measurements
1D3	Curve Fit and Synthesis
1D4	Arbitrary Waveform Source
1C2	Agilent Instrument BASIC
UFF	Add 1 Mbyte NVRAM
AN2	Add 4 Mbyte RAM (8 Mbytes Total)
UFC	Add 8 Mbyte RAM (12 Mbytes Total)
100	1D0 - 1D4/UFC bundle



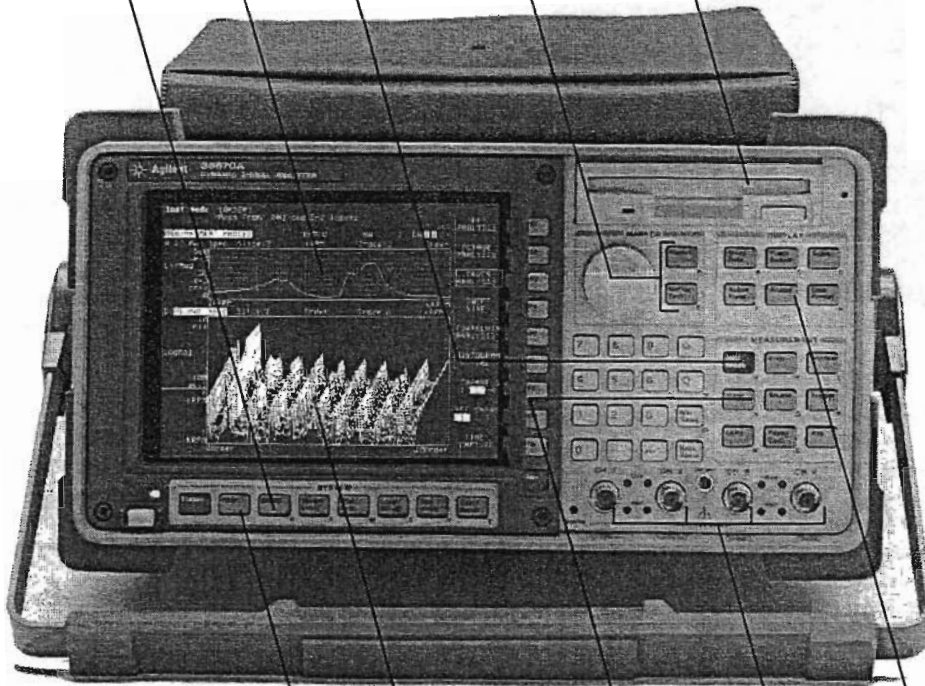
Agilent Technologies
Innovating the HP Way

Agilent 35670A Dynamic Signal Analyzer

- Agilent Instrument BASIC (Option 1C2)**
Develop a custom user-interface, integrate several instruments and peripherals into a system using the 35670A as the system controller, or simply automate measurements.
- Versatile Measurement Modes**
Standard and optional measurement modes include:
 - FFT Analysis
 - Real-Time Octave Analysis (option 1D1)
 - Order Analysis (option 1D0)
 - Swept-Sine (option 1D2)
 - Correlation Analysis
 - Histogram Analysis
 - Time Capture
 All measurement options may be retrofitted.
- Powerful Markers**
Extract information from measurement data with trace and special markers:
 - Individual Trace
 - Coupled Trace
 - Absolute or Relative
 - Peak Search
 - Harmonic
 - Band
 - Sideband Power
 - Waterfall
 - Time Parameter
 - Frequency and Damping
- Built-In 3.5 inch Flexible Disk Drive**
Store instruments states, programs, time captured data, waterfall data, trace data, limits, math functions, data tables, and curve fit/synthesis tables. Supported disk formats are HP-LIF and MS-DOS. Internal RAM may also be formatted as storage disk.

RPM Display
Read RPM in any measurement mode

Shown with option AY6 - Add Two Channels



Online Help
Applications oriented help is just a few keystrokes away.

Large 6.9 inch (17.5 cm) display
Display area is not compromised by portability

- Input Channels**
- Analog A-weighted filters (switchable)
 - Transducer sensitivity input
 - Engineering units: g, m/s², m/s, m, in/s², in/s, in, mil, kg, dyn, lb, N, and pascals
 - Built-in 4 mA constant current power supply

- Precision Measurements**
- 16-bit ADC
 - ±0.15 dB spectrum amplitude accuracy
 - ±0.04 dB, ±0.5 degrees channel match (full scale)
 - 90 dB dynamic range (typical)
 - 130 dB dynamic range with swept-sine (option 1D2)
 - Up/Down autorange
 - Up only autorange

Math Functions
Powerful math and data editing functions to quickly modify measurement results. (Curve fit and frequency response synthesis available with option 1D3.)

Source Types

- Random Noise
- Burst Random Noise
- Periodic Chirp
- Burst Chirp
- Pink Noise
- Fixed Sine
- Arbitrary Waveform Source (Option 1D4)
- Swept-Sine Source (Option 1D2)

Note: The source is located on the front panel of a standard two-channel 35670A.

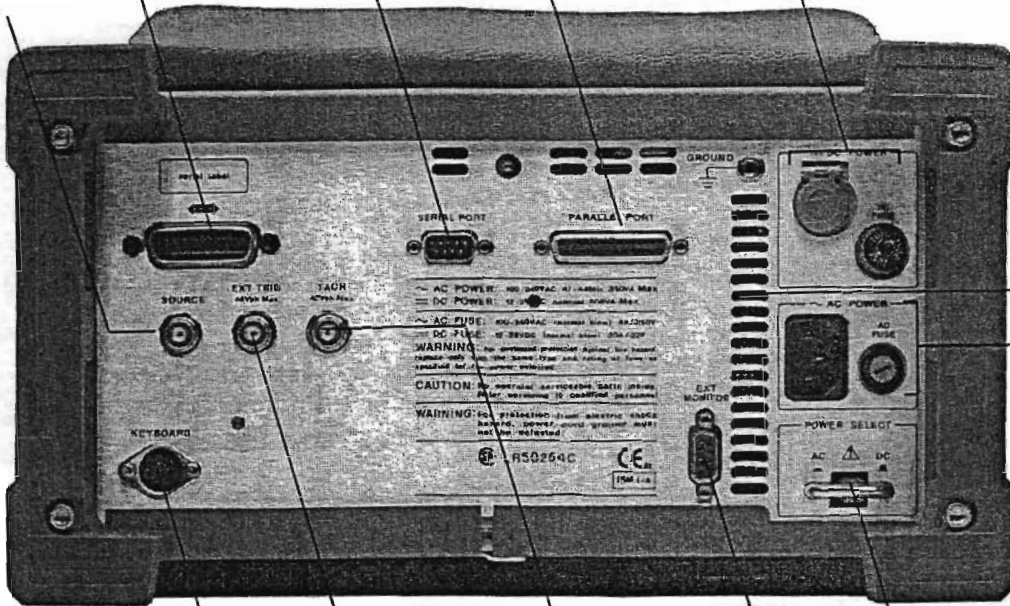
GPIB Connector
Integrate the 35670A with other instruments and peripherals for system operation or printing/plotting. System controller for GPIB (IEEE-488.1 and 488.2) compatible instrumentation via Agilent Instrument BASIC (option 1C2). Provides direct control of GPIB printers, plotters, and HP SS80 disk drives.

Serial Port
Plot to HP-GL plotters or print to HP-GL and raster printers.

Parallel Port
Plot to HP-GL plotters or print to HP-GL and raster printers.

DC Power
Accepts 12 to 28 volts dc (nominal). Use the 35250A power cable for DC power source connection, or the 35251A power cable with cigarett-lighter adapter.

Low Noise Fan
Fan may be turned off for acoustic applications. Running speed depends on ambient temperature.



External Trigger
(42 Volt Peak Max)
No external signal conditioning hardware required. Triggers on selected level between ± 10 volts.

Tachometer
(42 Volt Peak Max)
No external signal conditioning hardware required. Reads frequency (RPM) on selected levels between ± 20 volts.

Keyboard
Use a standard PC keyboard to title data, edit Agilent Instrument BASIC programs, or to operate the instrument.

External Monitor
Drive a multisync monitor for remote viewing by large groups.

Power Select
Switch between ac and dc power sources without interrupting instrument operation.

AC Power
Universal power supply will operate with any combination of voltage between 100 and 240 VAC and line frequency between 47 and 440 Hz. The maximum power requirement is 350 VA.

Appendice 3

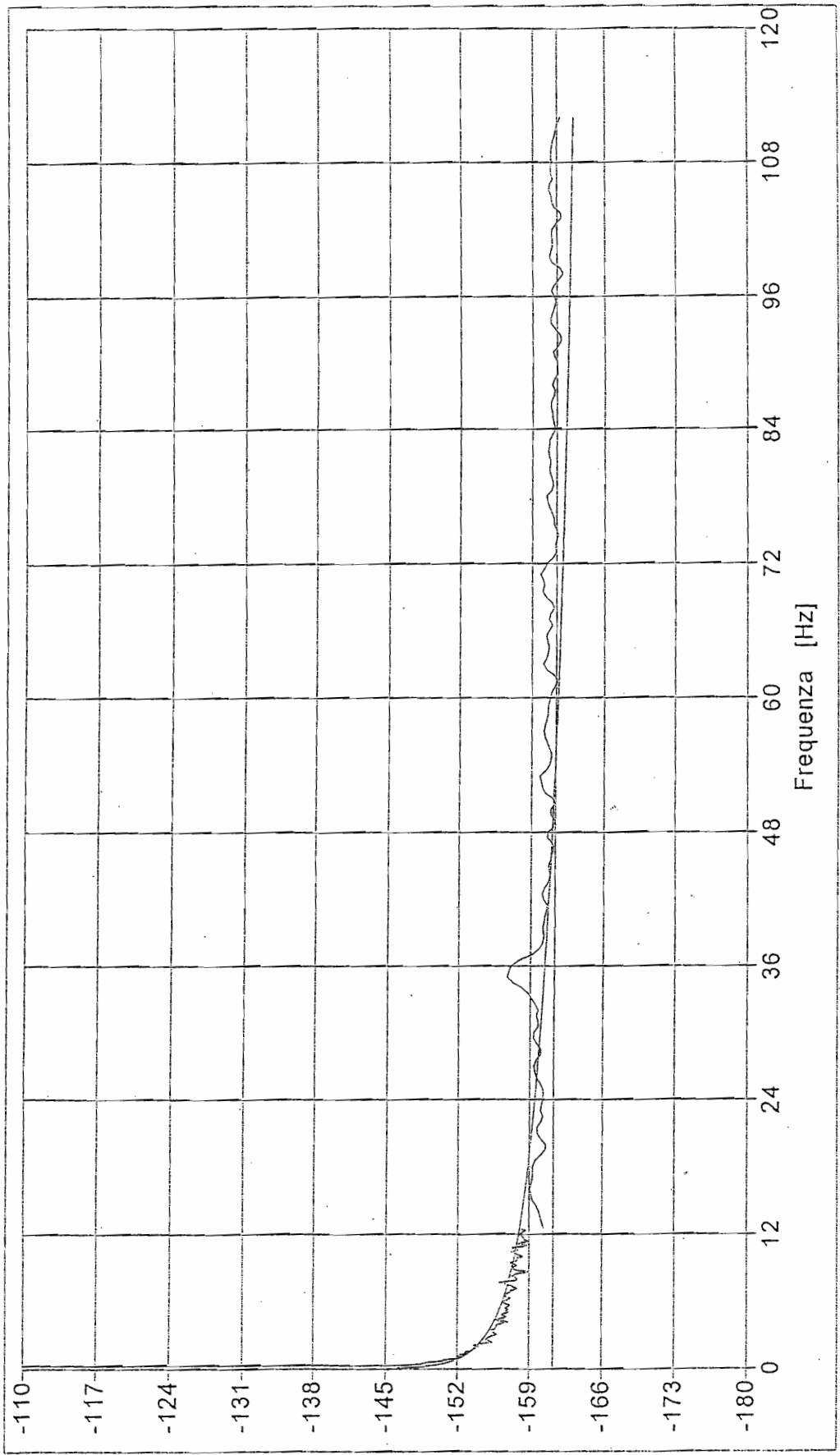
Risultati delle misure

FITTING

Parametro "A"
-152.411

Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
58.180



f_knee CALCULATION

100 Hz

Coeff. ALFA 0.257

F_KNEE 55.000 Hz

CALC

Stampa Pannello

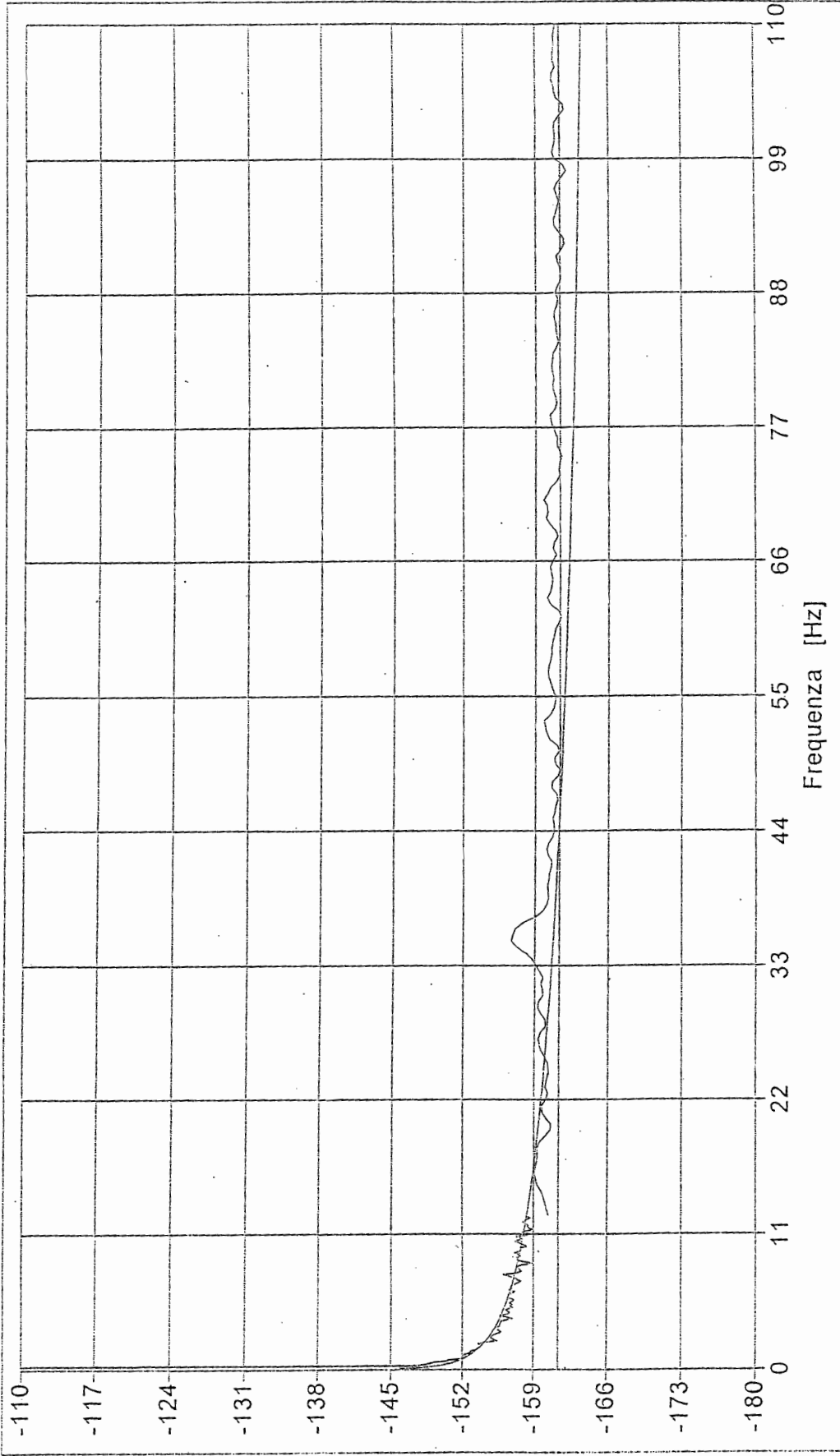
PRINT

Setup Strumento

-->

JBV

FITTING



Parametro "A"

Frequenza Parametro "A"

Errore (mse)

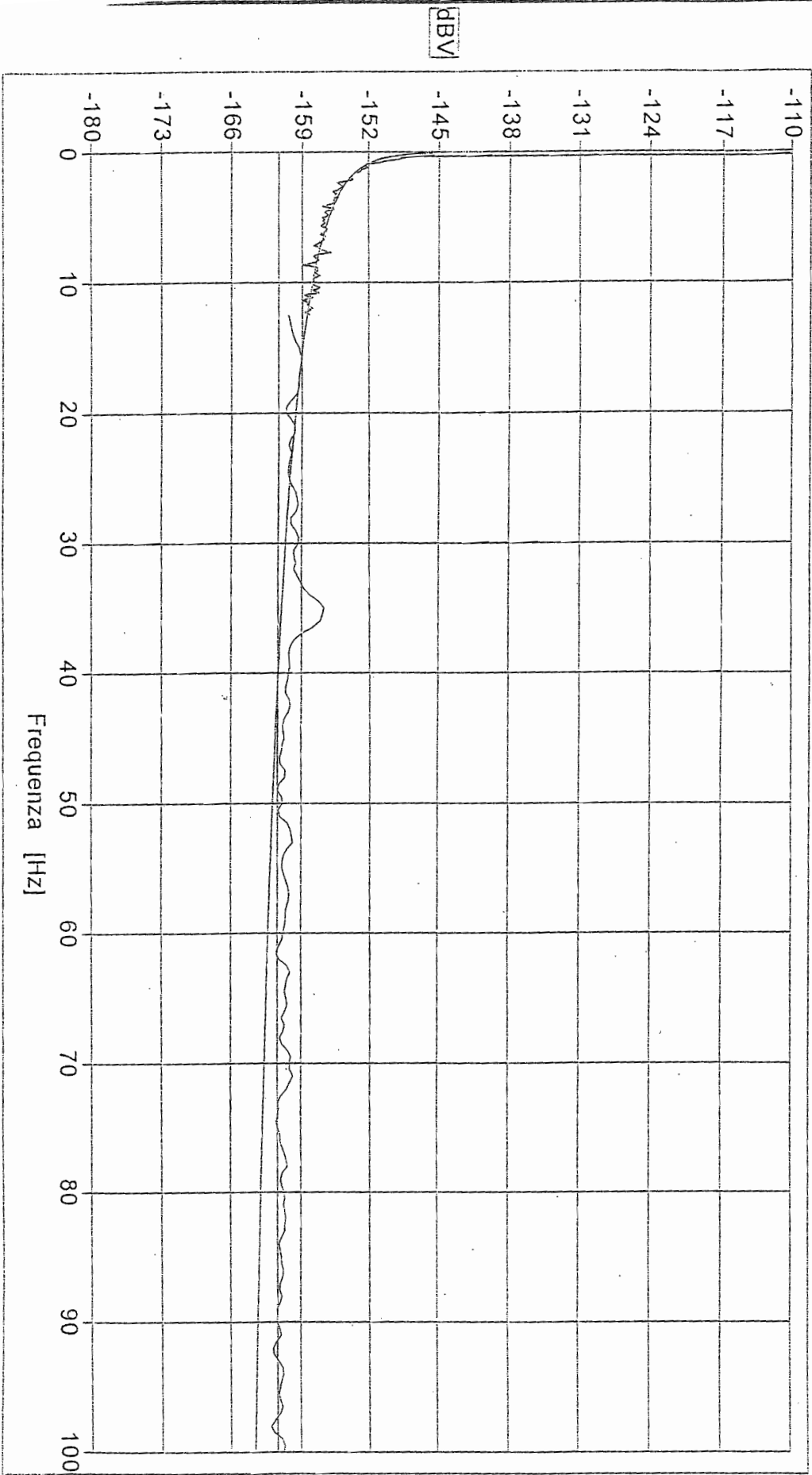
Hz

f_knee CALCULATION

Coeff. ALFA

F_KNEE Hz

FITTING



Parametro "A"

-152.411

Frequenza
Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

68.710

f_knee CALCULATION

80 Hz

Coeff. ALFA 0.278

F_KNEE 41.0000 Hz

CALC

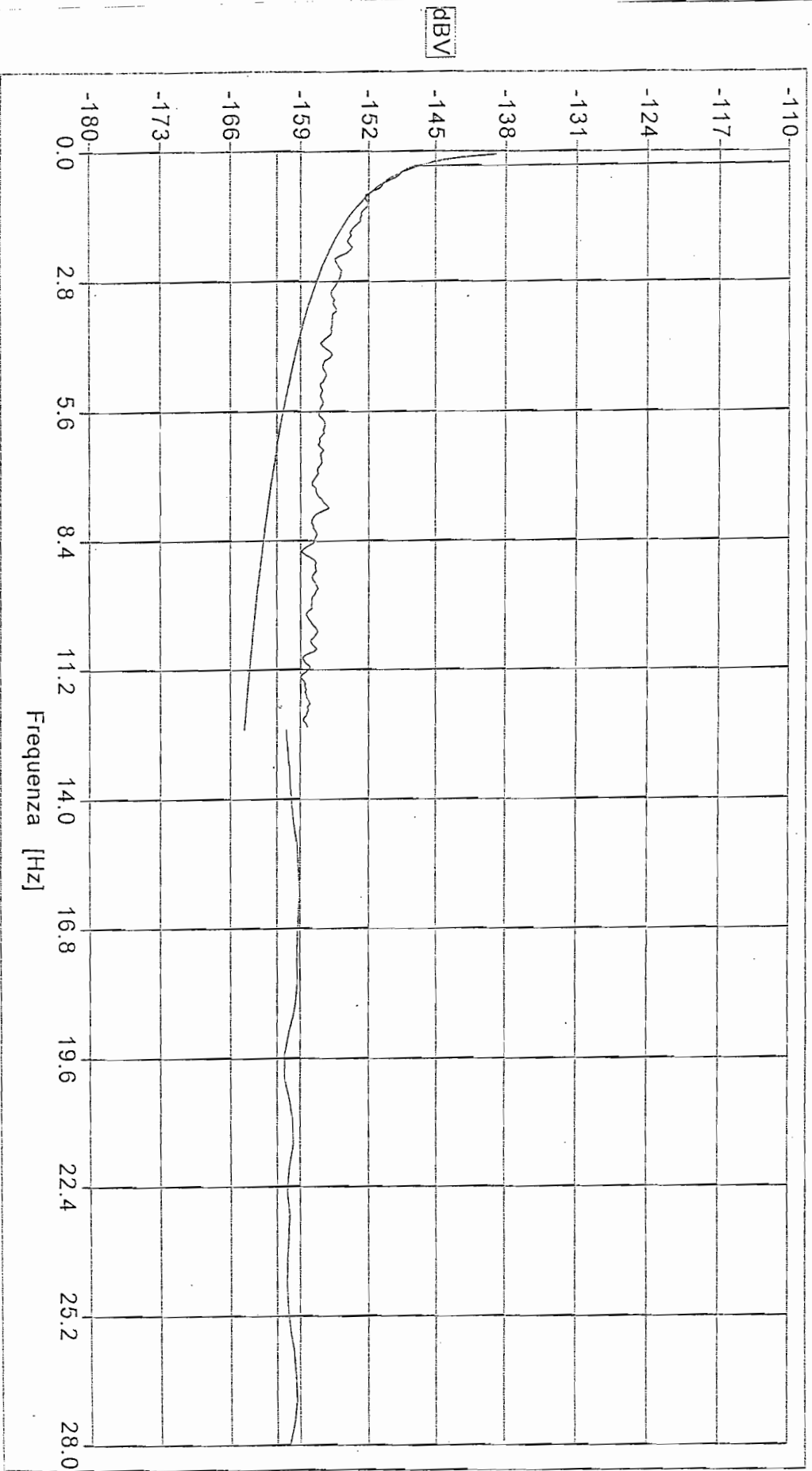
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

→

FITTING



Parametro "A"

-152.411

Frequenza

Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

164.757

f_knee CALCULATION

8 Hz

Coef. ALFA

0.556

f_KNEE

6.3125

Hz

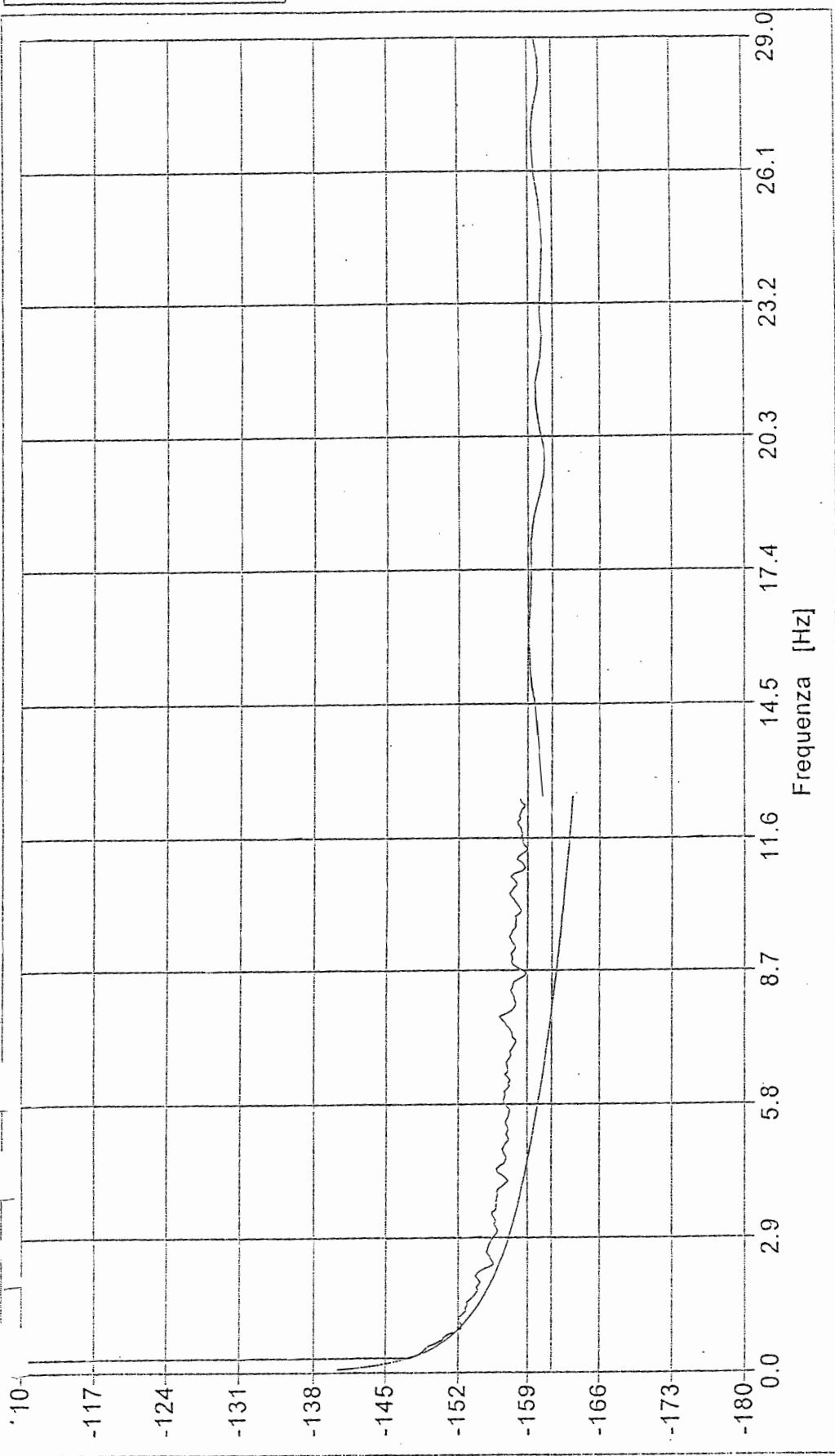
CALC

Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

H->



Parametro "A"

 Frequenza Parametro "A"

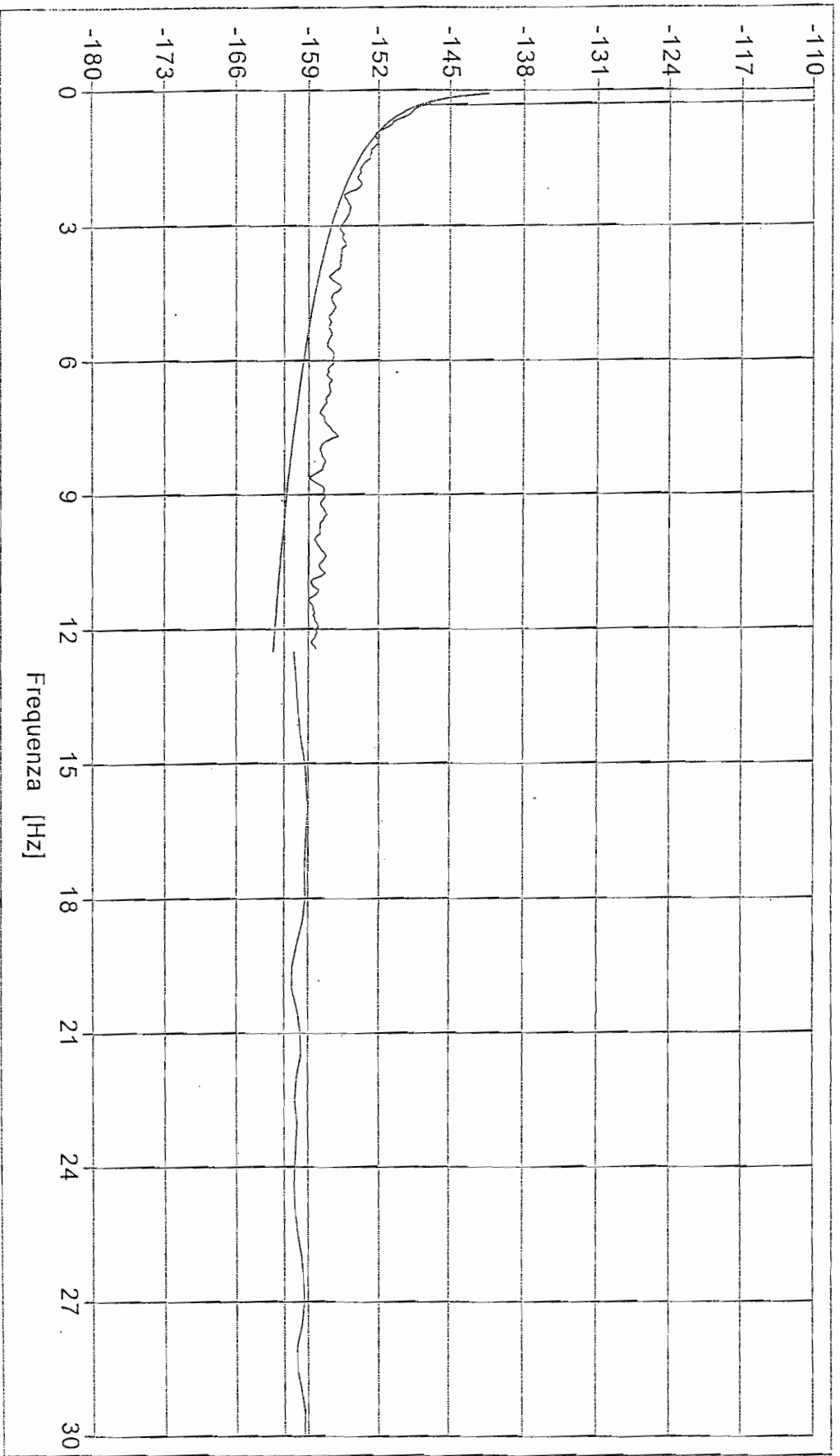
Errore (mse)

f_knee CALCULATION
 Hz
 Coeff. ALFA
 F_KNEE Hz

Stampa Pannello

 Setup Strumento

FITTING



Parametro "A"
-152.411
Frequenza
Parametro "A"
1.000

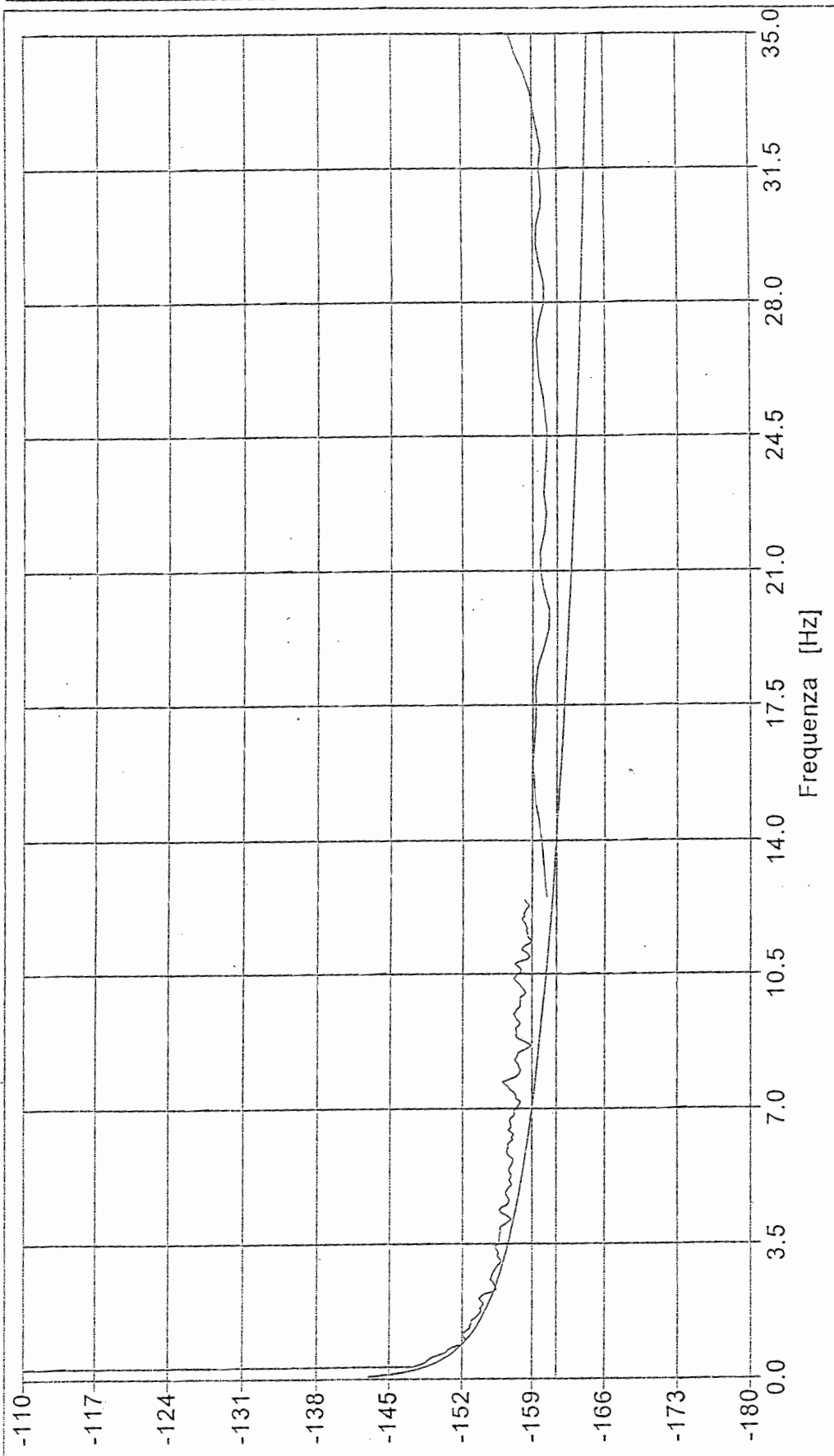
Errore (mse)
135.367

Hz

Coef. ALFA

Hz

FITTING



Parametro "A"
-152.411

Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
107.527

f_knee CALCULATION

15 Hz

Coef. ALFA 0.388

F_KNEE 14.5000 Hz

CALC

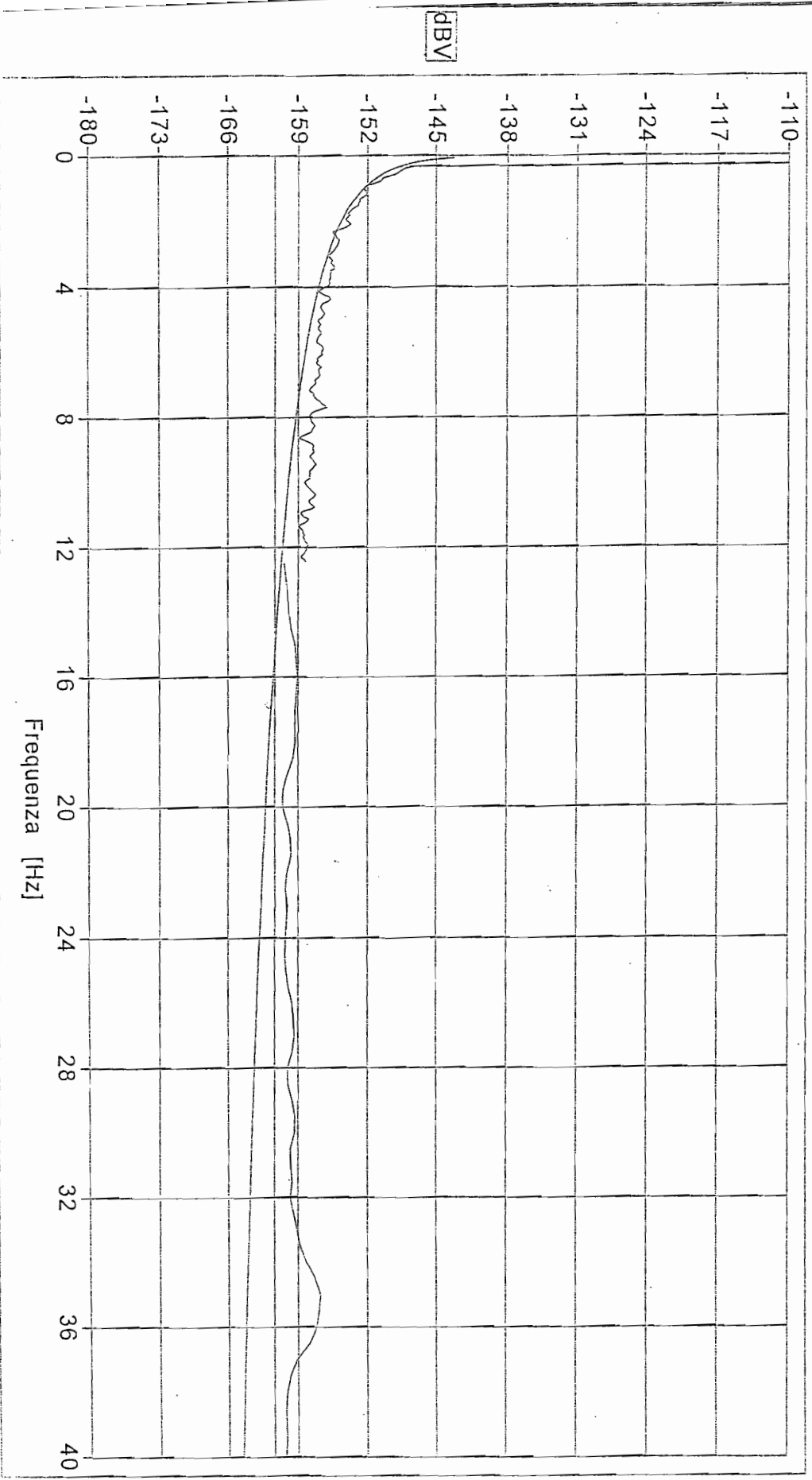
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

→

FITTING



Parametro "A"

-152.411

Frequenza
Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

102.798

20 Hz

Coeff. ALFA 0.378

f_knee CALCULATION

f_knee 15.5000 Hz

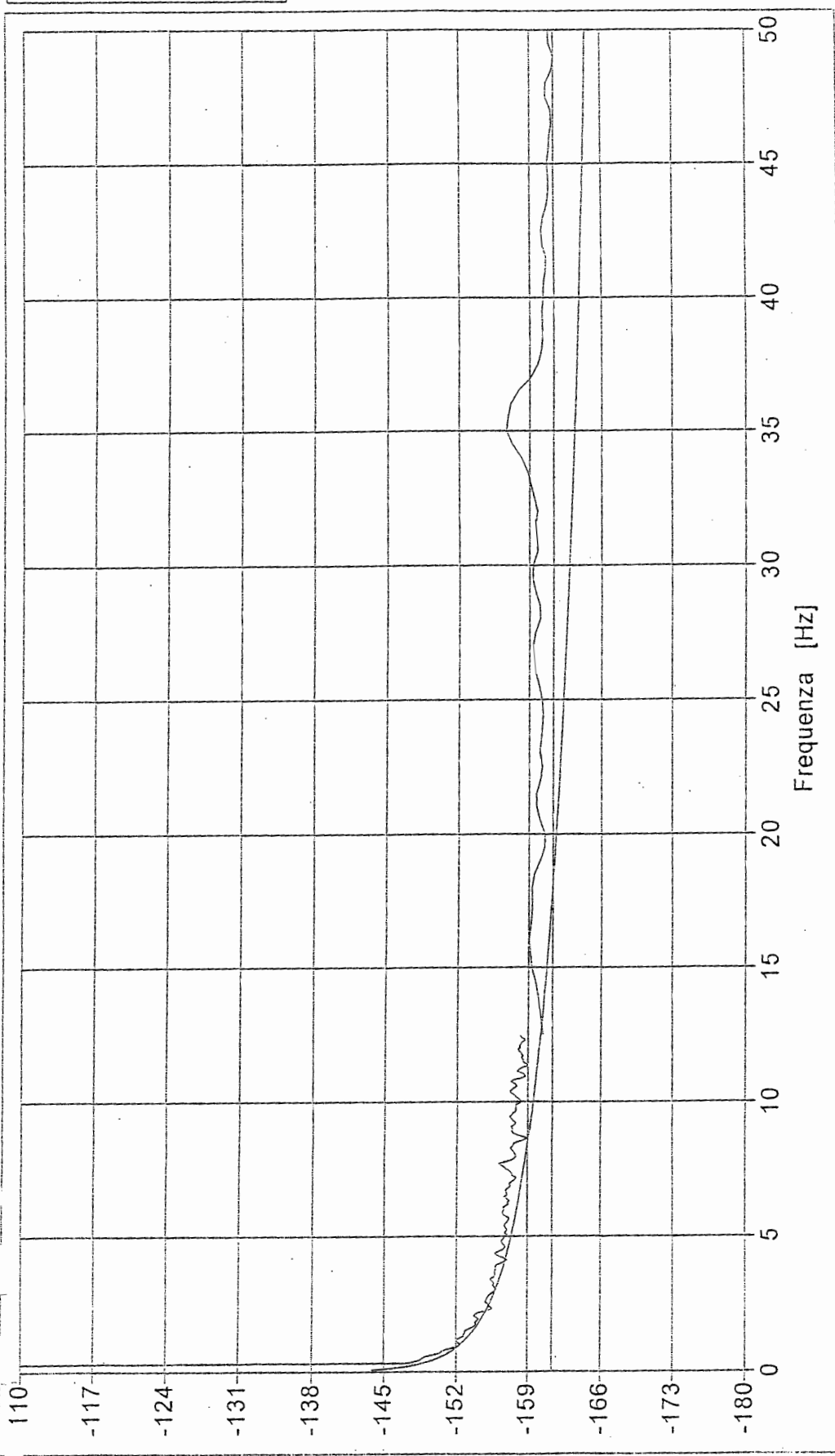
CALC

Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

F->



Parametro "A"

Frequenza Parametro "A"

Errore (mse)

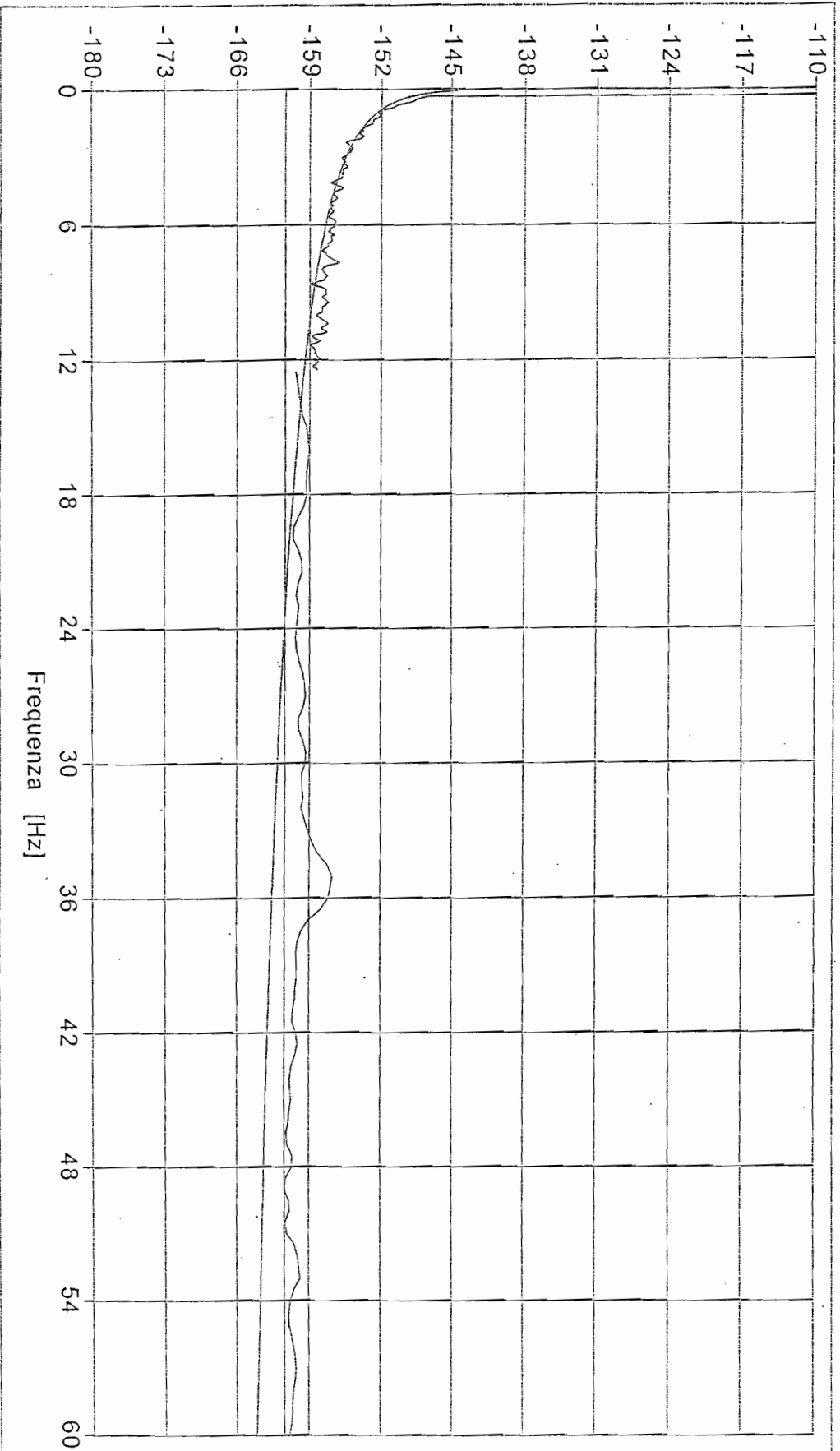
Hz

f_knee CALCULATION

Coef. ALFA

F_KNEE Hz

FITTING



Parametro "A"
-152.411
Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
88.555

40 Hz

Coef. ALFA 0.326

f_knee CALCULATION

f_knee 23.5000 Hz

CALC

Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

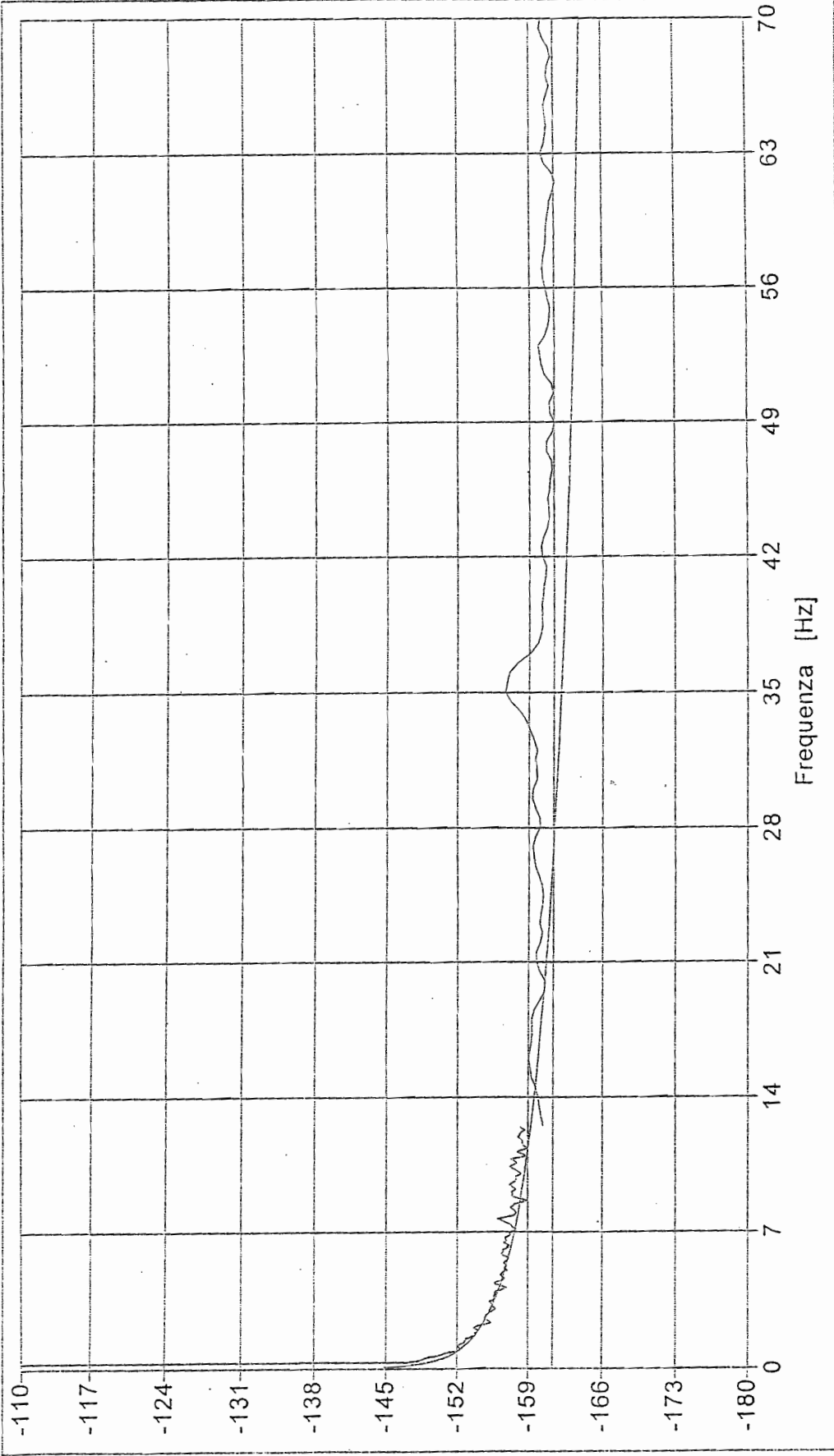
>

FITTING

Parametro "A"
-152.411

Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
82.474



f_knee CALCULATION

50 Hz

Coef. ALFA 0.312

F_KNEE 27.5000 Hz

CALC

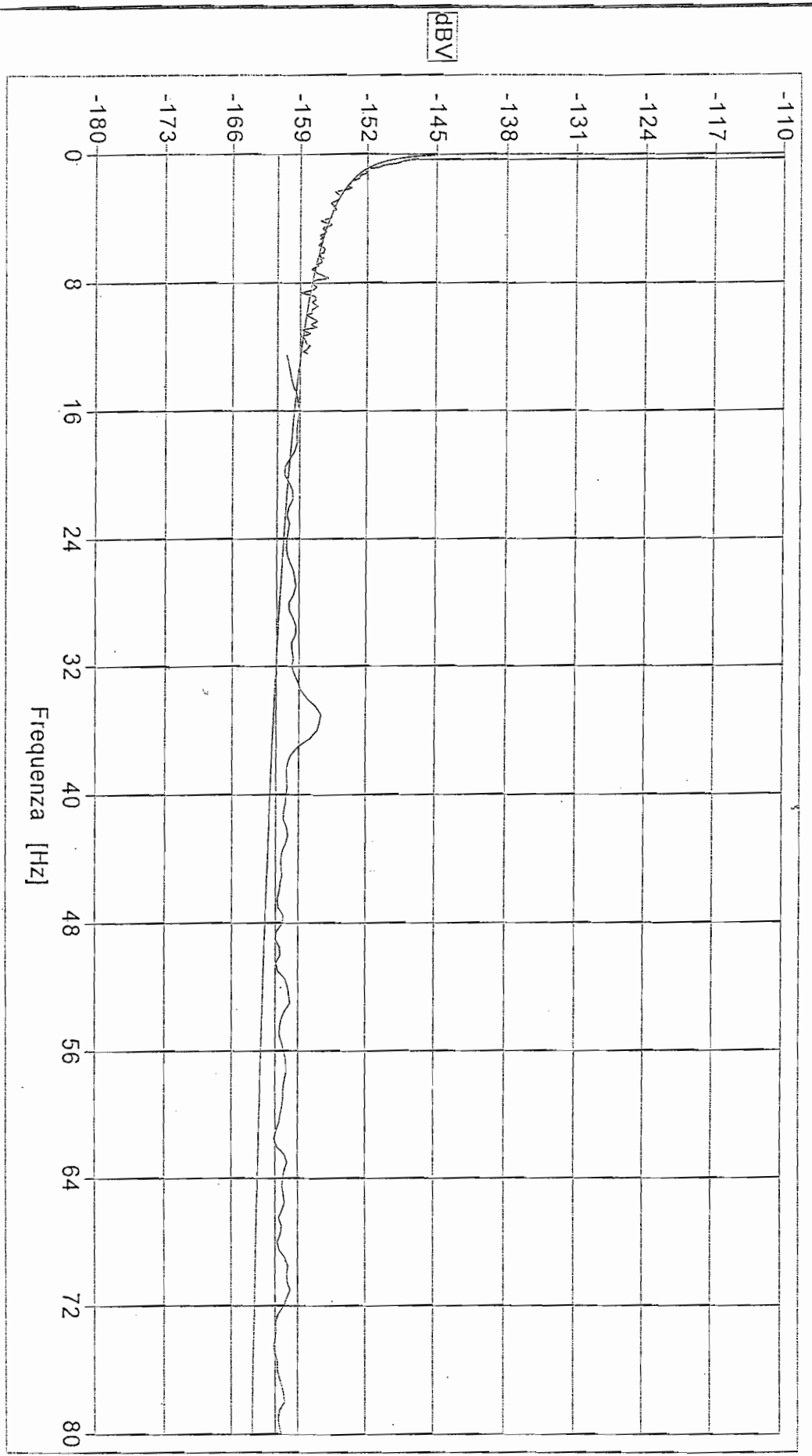
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

→

FITTING



Hz

Coeff. ALFA

CALCULATION

Hz

CALC

Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

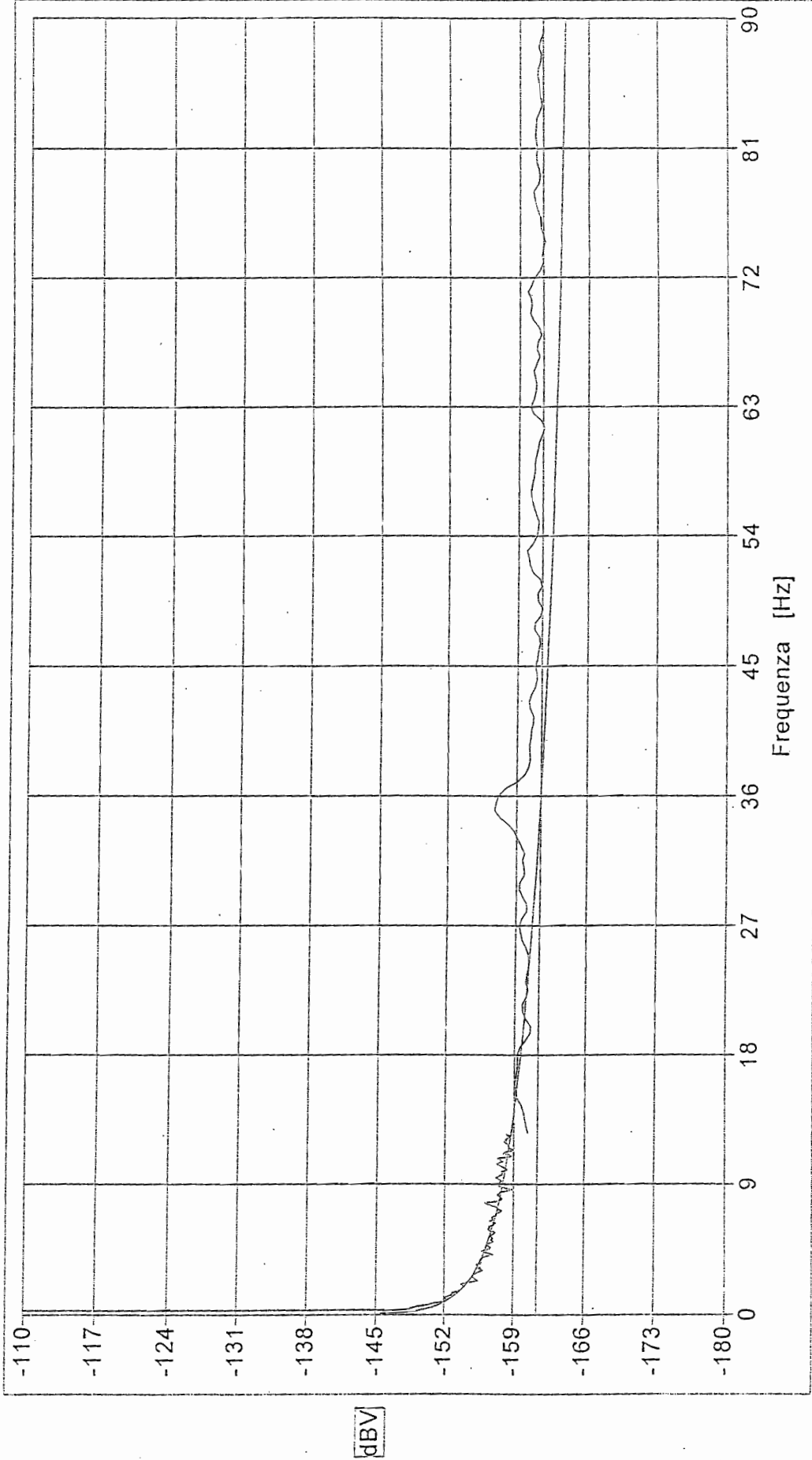
-->

Parametro "A"
-152.411

Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
77.307

FITTING



Parametro "A"
-152.411

Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
72.749

f_knee CALCULATION

70 Hz

Coef. ALFA 0.287

F_KNEE 36.0000 Hz

CALC

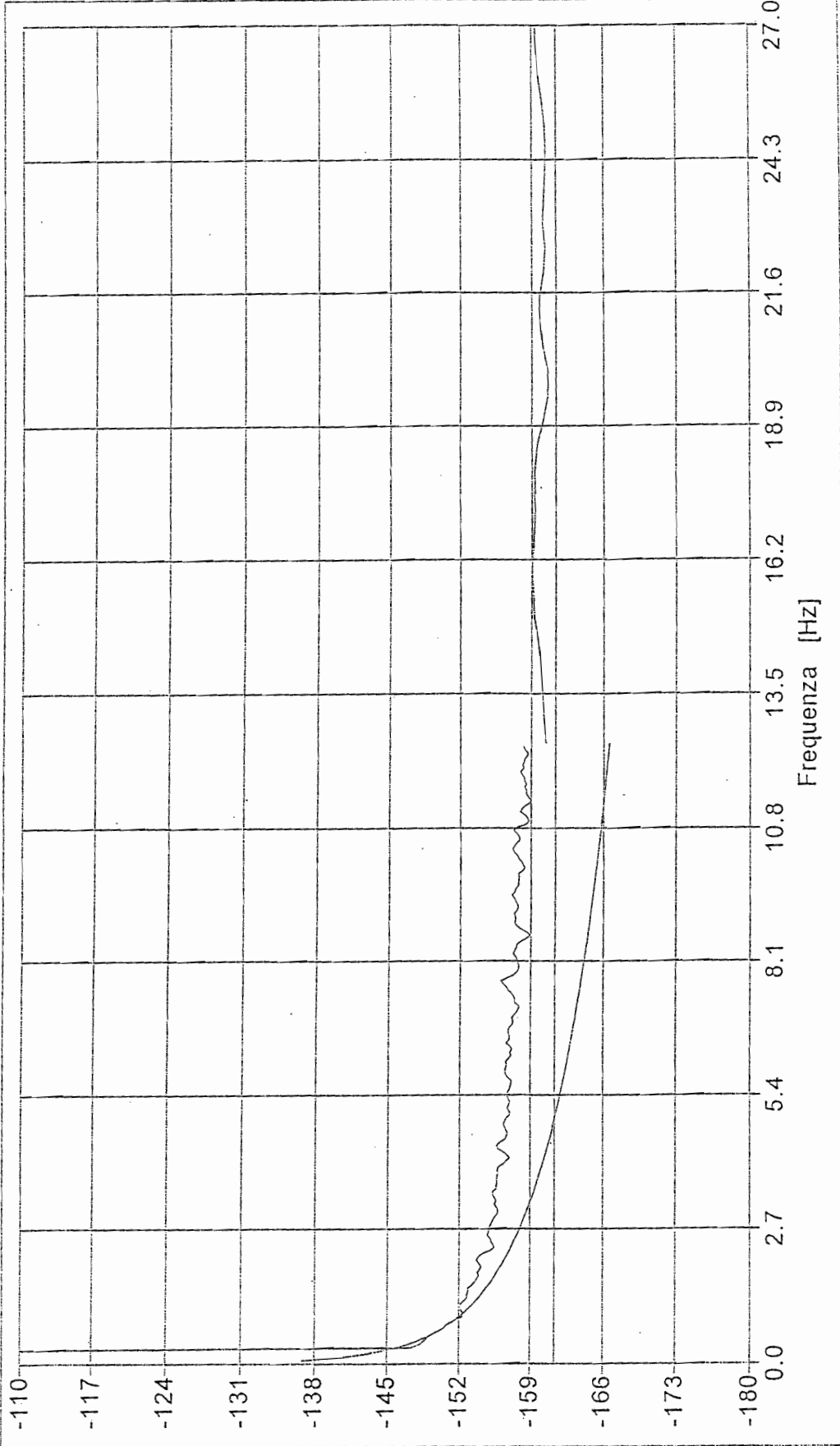
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

→

FITTING



Parametro "A"

-152.411

Frequenza

Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

183.698

BV

f_knee CALCULATION

7 Hz

Coeff. ALFA

0.646

F_KNEE

4.8750 Hz

CALC

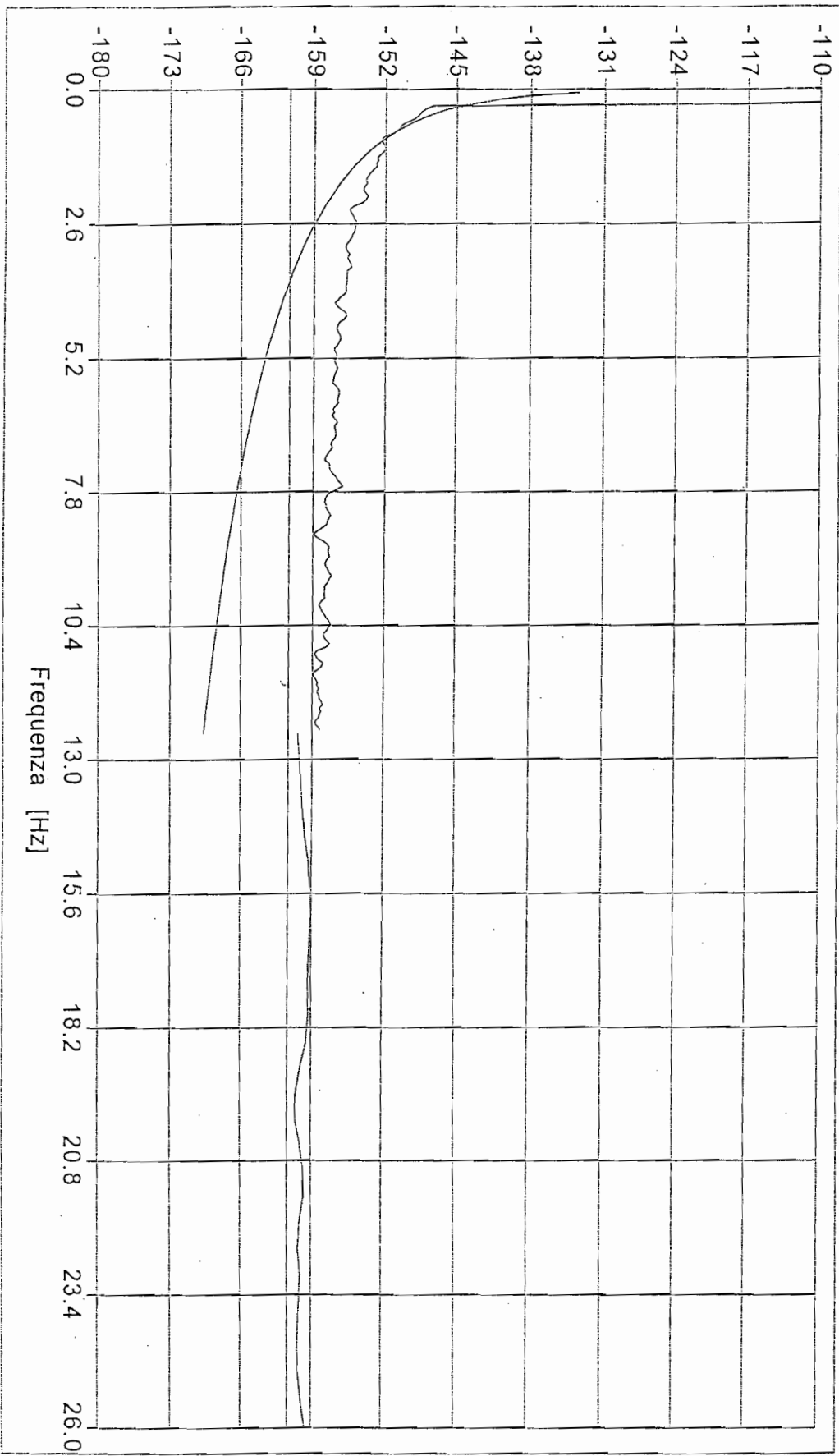
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

-->

FITTING



BV

Parametro "A"

-152.411

Frequenza Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

206.189

6 Hz

Coeff. ALFA 0.786

f_knee CALCULATION

f_KNEE 3.6875 Hz

CALC

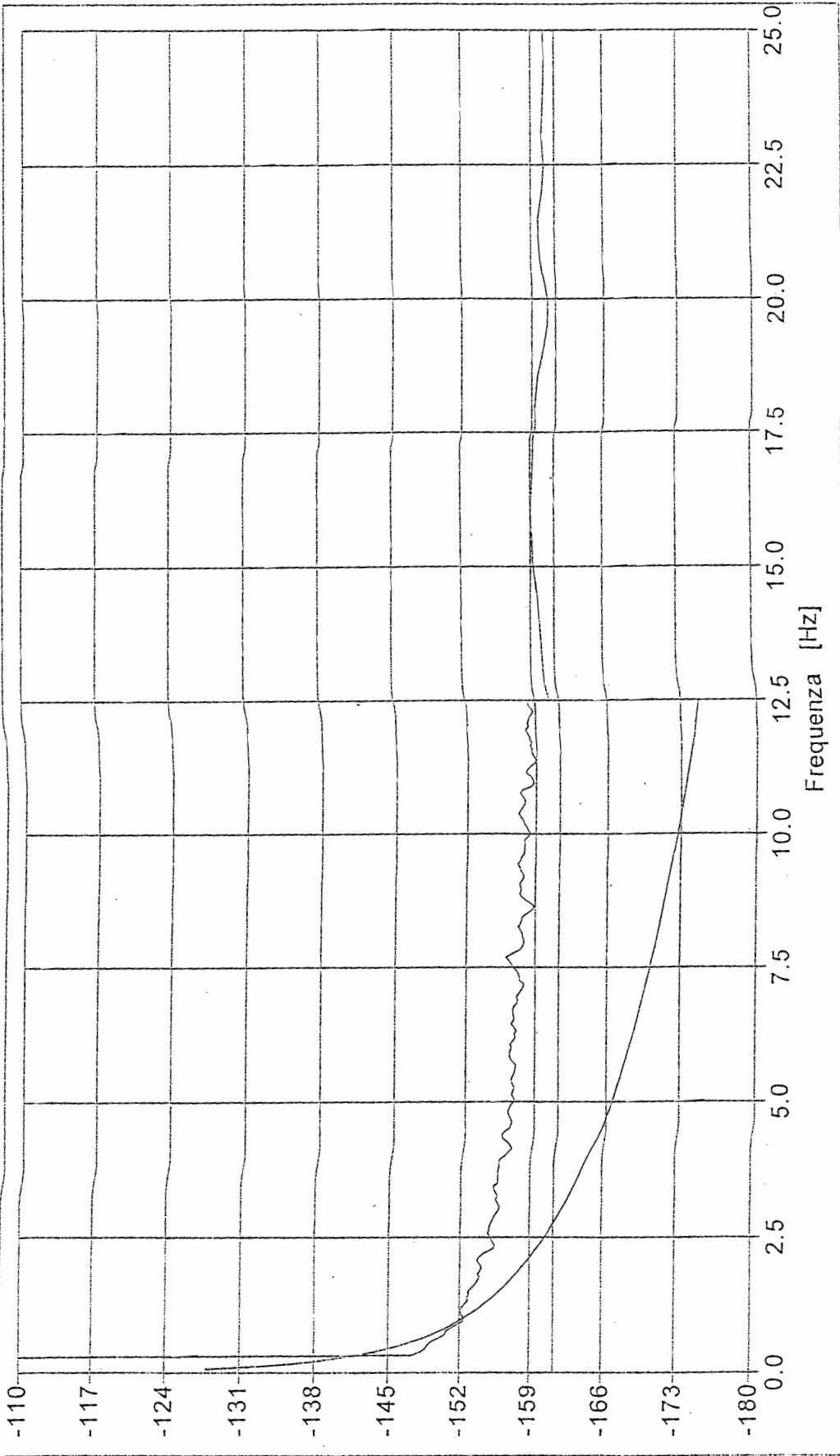
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

- P >

FITTING



Parametro "A"

-152.411

Frequenza Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

231.918

f_knee CALCULATION

5 Hz

Coeff. ALFA 1.015

F_KNEE 2.7500 Hz

CALC

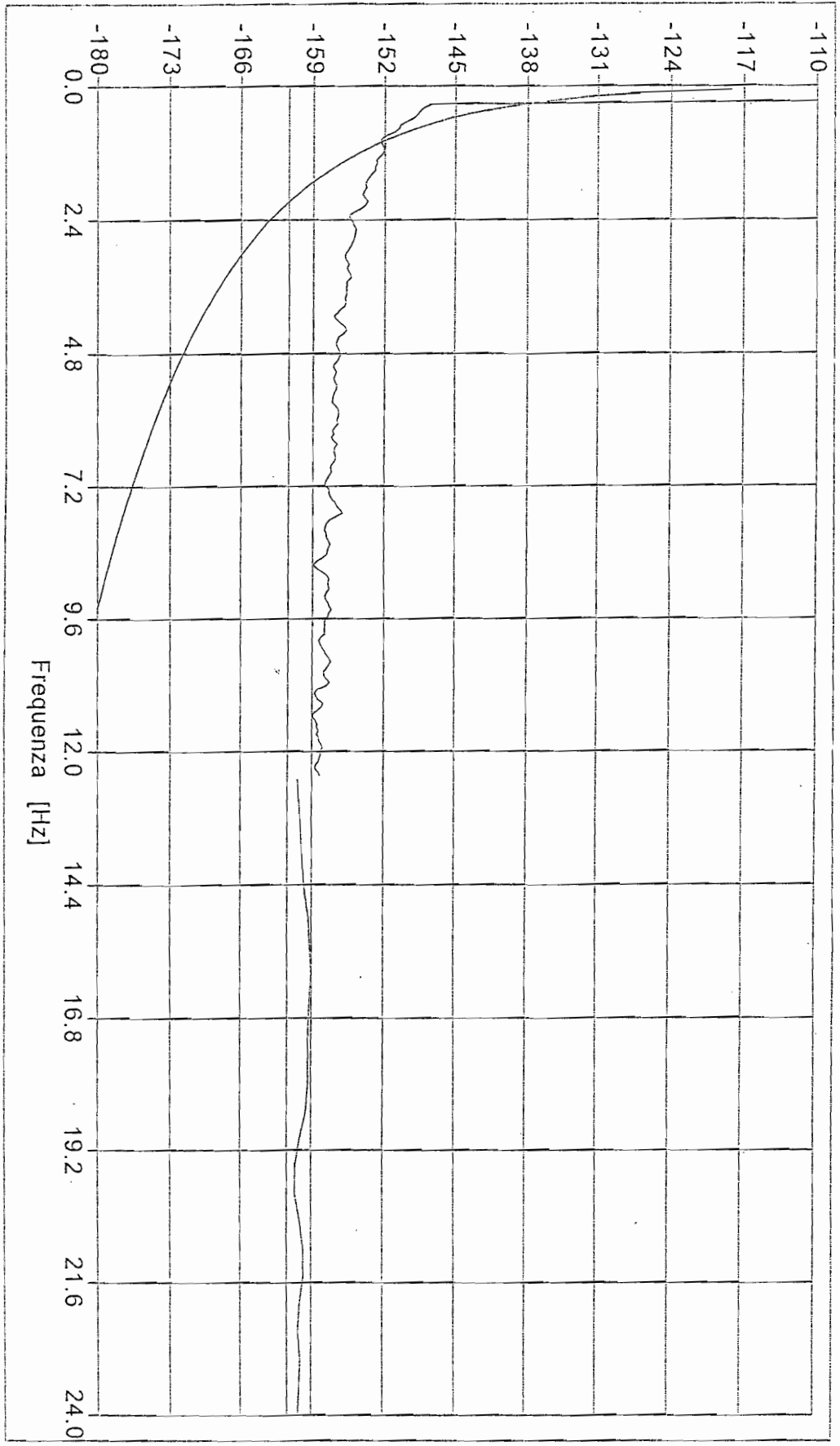
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

--->

FITTING



Parametro "A"

-152.411

Frequenza
Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

256.410

4 Hz

Coeff. ALFA

1.418

f_KNEE

2.0625 Hz

f_knee CALCULATION

CALC

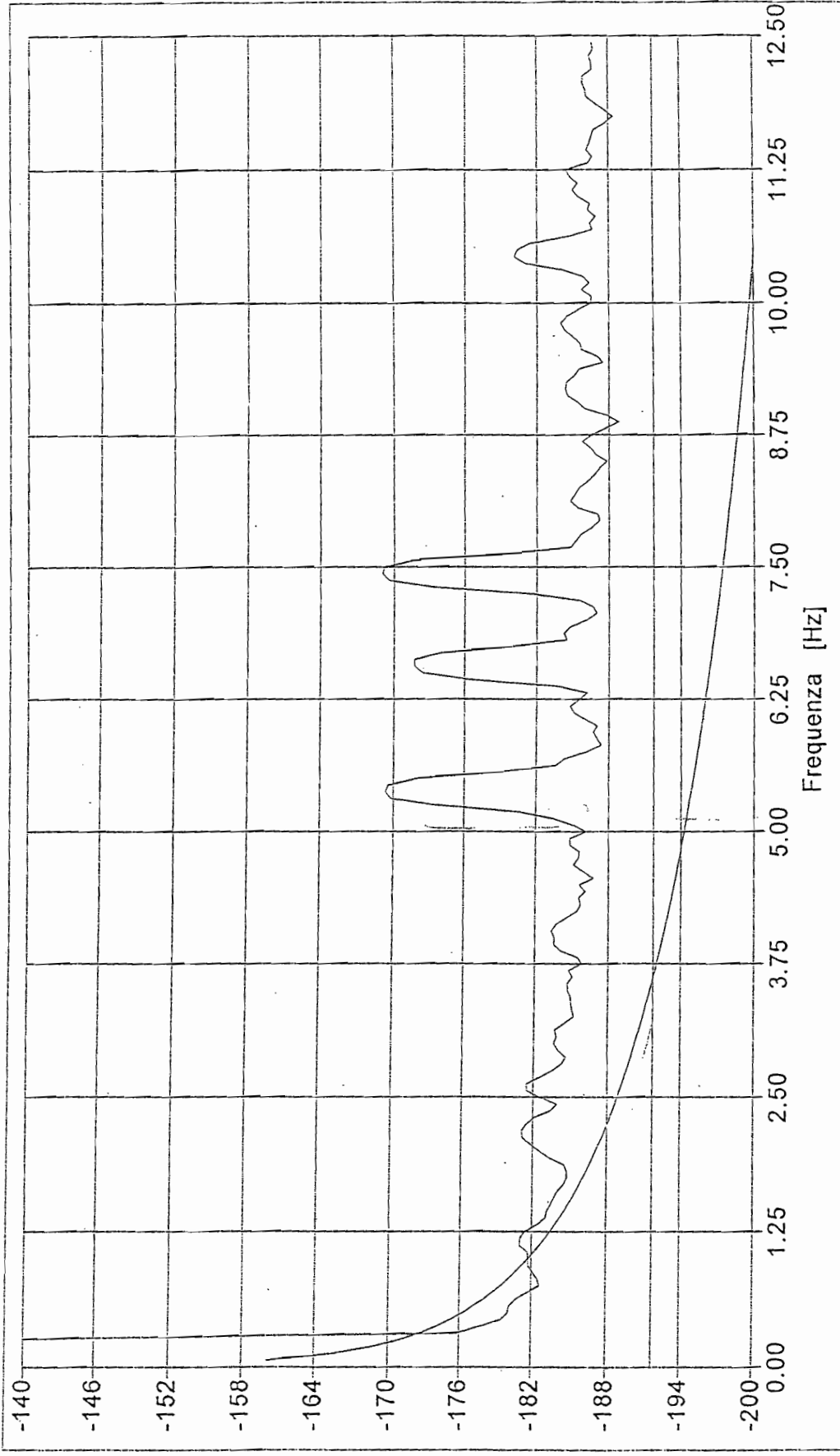
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

→

FITTING



Parametro "A"
-181.717

Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
197.144

f_knee CALCULATION

5 Hz

Coeff. ALFA
0.898

F_KNEE
3.5625 Hz

CALC

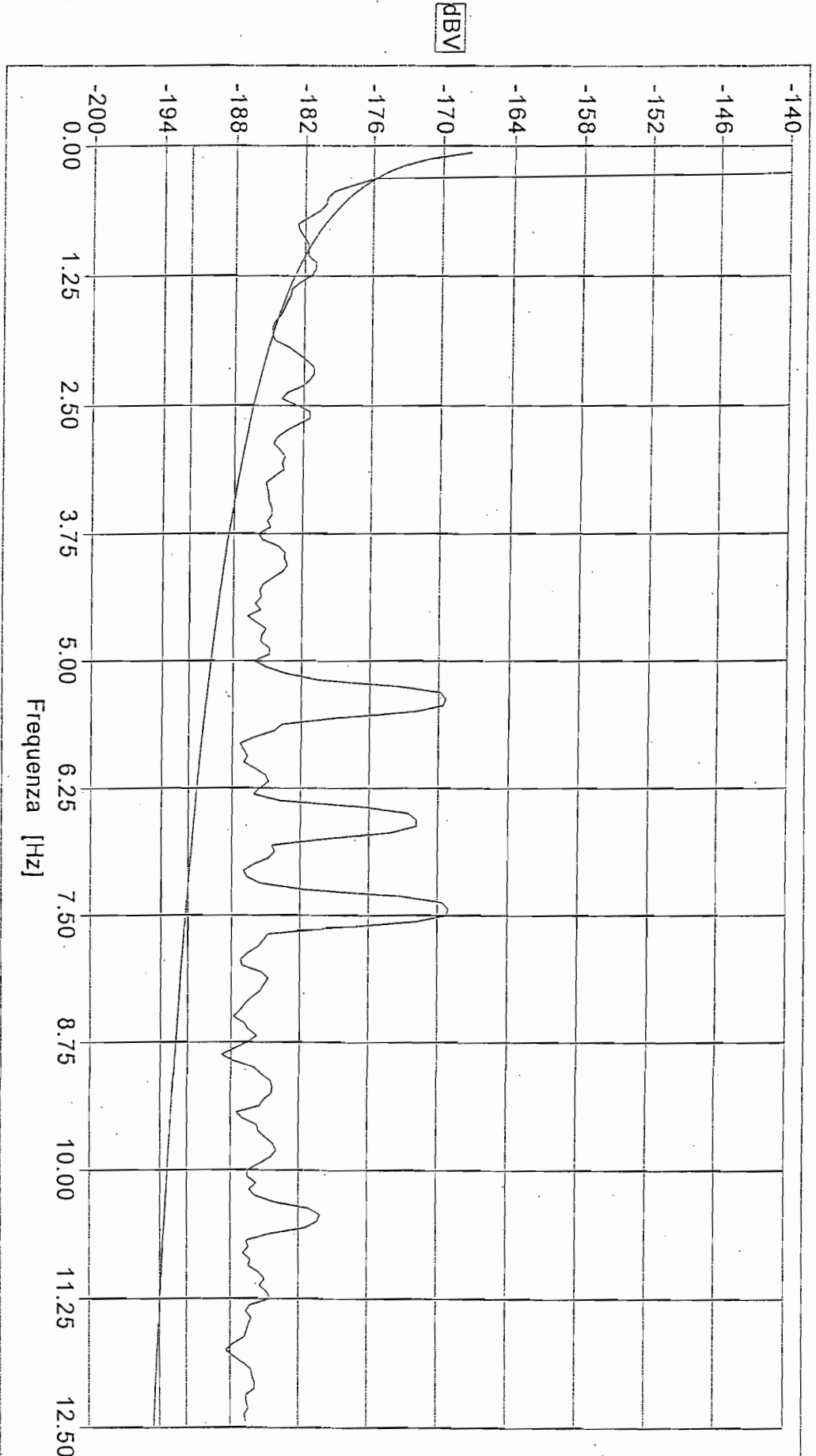
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

--->

FITTING



dBV

Frequenza [Hz]

Parametro "A"

-181.717

Frequenza Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

196.328

6 Hz

f_knee CALCULATION

Coeff. ALFA

0.583

f_knee

7.1875

Hz

CALC

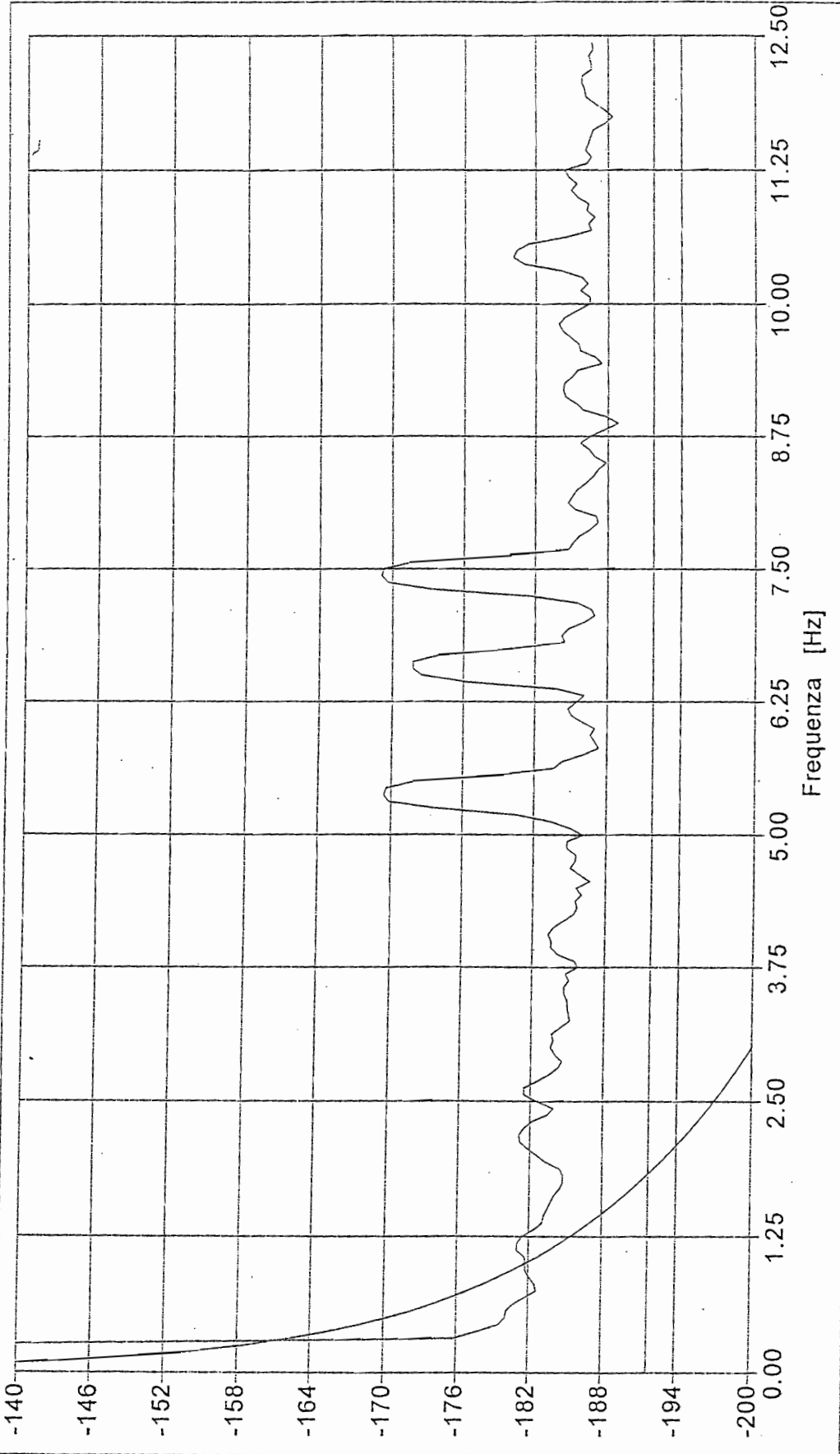
Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

--->

FITTING



Parametro "A"

-181.717

Frequenza
Parametro "A"

1.000

Errore (mse)

227.741

f_knee CALCULATION

3 Hz

Coeff. ALFA 1.916

F_KNEE 1.8125 Hz

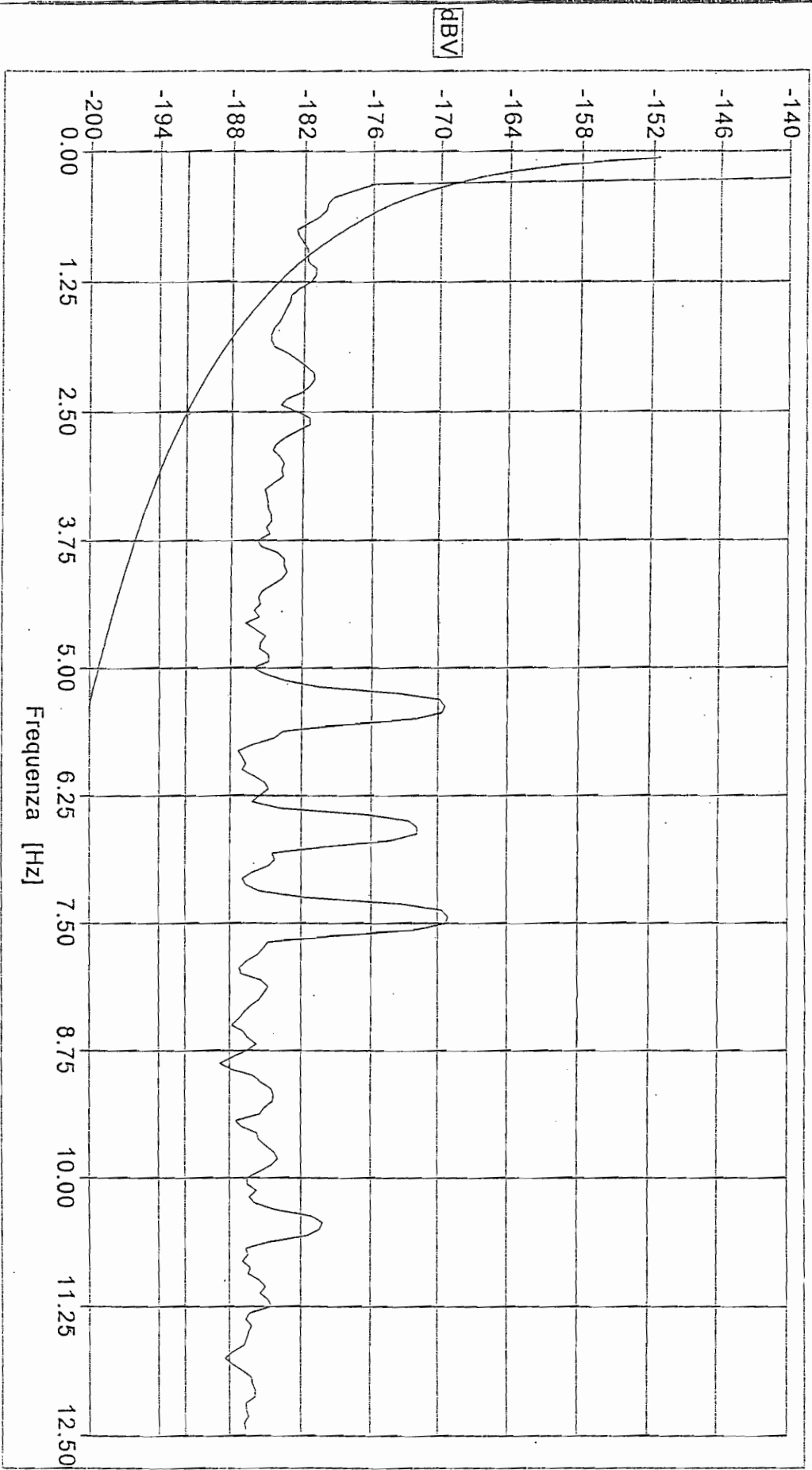
CALC

Stampa Pannello

Setup Strumento

PRINT

FITTING



Parametro "A"
-181.717
Frequenza
Parametro "A"
1.000

Errore (mse)
219.964

4 Hz

Coeff. ALFA 1.255

f_knee CALCULATION

f_KNEE 2.5000 Hz

CALC

Stampa Pannello

PRINT

Setup Strumento

--->

References:

- 1) - "1/f Noise Sources", F.N. Hooge.
- 2) - "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements", Application Notes n.57-1, Hewlett-Packard.
- 3) - "Signal Recovery from Noise in Electronic Instruments", T.H. Wilmshurst.
- 3) - "Noise in Electronic Devices and Systems", M.J. Buckingham.
- 5) - "Noise Behavior of FET's", Mukunda B. Das.
- 6) - "Explaining the Amplitude of RTS Noise in Submicrometer MOSFET's", E. Simoen, B. Dierickx, C.L. Clayes and G.J. Declerk, 1992.
- 7) - "Recent Investigation on the Stationarity of 1/f Noise", M. Stoisek, D. Wolf, 1975.
- 8) - "1/f Noise as a Nonstationary Process: Experimental Evidence and some Analytical Conditions", J.L. Tandon, H.R. Bilger, 1976.
- 9) - "Fondamenti di comunicazioni elettriche", Ercole De Castro.
- 10) - "Schemi delle lezioni di Comunicazioni Elettriche", L. Calandrino - G. Immovilli.
- 11) - "Low Frequency Noise Sources in InAlAs/InGaAs MODFET's", P. Viktorovitch, P. Rojo-Romeo, et al., 1996.
- 12) - "Origin of 1/f Noise in InAlAs/InGaAs HEMT's", M. Mihala, C. Heedt, F. Scheffer, F.J. Tegude.
- 13) - "Semiconduttori e dispositivi", Muller e Kamins.

- 14) - "Considerazioni di progetto sui radiometri di SPORt" Relazione finale di Fase A, A. Orfei, J. Monari, Luglio 1998.
- 15) - "Flicker Noise in Electronic Devices", A. Van Der Ziel, 1979 (Advances in Electronics and Electron.
- 16) - "Low Noise Cryogenic X-Band Amplifier Using Wet-Etched Hydrogen Passivated InP HEMT Devices", I. Lopez-Fernandez, J.D. Gallego Puyol, O.J. Homan and A. Barcia Cancio, 1999.
- 17) - "Cryogenic, HEMT, Low-Noise Receivers for 1.3 To 43 GHz Range", S. Weinreb, M. W. Pospieszalski And R. Norrod, 1988.
- 18) - "Characteristics Of Broad Band InP Millimeter Amplifier For Radiometry", E.J. Wollack And M.W. Pospieszalski, 1998.
- 19) - "Characteristics Of Broad Band InP Millimeter-Wave Amplifiers And Their Applications In Radio Astronomy Receivers", E.J. Wollack And M.W. Pospieszalski, 1998.
- 20) - "High-Electron-Mobility-Transistor Gain Stability And Its Design Implications For Wide Band Millimeter Wave Receivers", E.J. Wollack, 1997.
- 21) - "Microwave Radiometer Systems: Design and Analysis", Neils Skou, Ed. Artech House.
- 22) - "Measurements Of The Low-Frequency-Gain Fluctuations Of a 30 GHz High-Electron-Mobility-Transistor Cryogenic Amplifier", N.C. Jarosik, 1996.
- 23) - "Tools of Radio Astronomy", Kristen Rohlf Ed. Springer-Verlag.
- 24) - "Radio Astronomy", John D. Kraus Ed. McGraw-Hill.