Misuratore Automatico di cifra di rumore M.A.M.BO.

(Microwave Amplifier Measurement Board)

Sergio Mariotti, Tonino Pisanu, Alessandro Scalambra

Rapporto Interno IRA N° 295/00

Indice

1 Guida rapida all'uso di M.A.M.BO **2**
- 1.1 Accensione della strumentazione . . . 2
- 1.2 Preparazione della strumentazione . . . 2
- 1.3 Collegamenti . . . 3
- 1.4 Video Filter & IF Filter . . . 4
- 1.5 Calibrazione . . . 5
- 1.6 Misura . . . 5
- 1.7 Archiviazione . . . 5

2 Perché un Misuratore di Rumore? **6**
- 2.1 DSB o SSB ? . . . 7

3 Teoria del rumore termico **10**
- 3.1 Origini del rumore . . . 10
- 3.2 Teoria della misura di F e T_e . . . 12
- 3.3 Metodo di misura . . . 13

4 Progetto del sistema di misura **15**
- 4.1 Descrizione del sistema . . . 15
- 4.2 Il generatore di Segnali . . . 17
- 4.3 I mixers . . . 19
- 4.4 Generatore di Rumore . . . 20
- 4.5 Convertitore A/D . . . 20
- 4.6 Scelta delle Bande IF e delle Costanti di tempo . . . 21
- 4.7 PC e schede di interfaccia . . . 24
  - 4.7.1 I/O . . . 24
  - 4.7.2 GP-IB . . . 24
  - 4.7.3 PC . . . 24
- 4.8 Sezione IF . . . 24
  - 4.8.1 Detector . . . 26

5 Descrizione dell'Hardware **29**
- 5.1 Descrizione stampato . . . 29
- 5.2 Schema a blocchi . . . 33
- 5.3 Pre-Amplificatore . . . 34
- 5.4 StepAttenuator . . . 35

5.5 Amplificatore Intermedio 35
5.6 Banco di Filtri 36
5.7 AmpliFinale 37
5.8 Filtro Passa Basso e Amplificatore DC 37
5.9 Controllo del generatore di rumore 38
5.10 Alimentazioni 40
5.11 Lista Componenti 41
5.12 Descrizione assemblaggio contenitore M.A.M.BO per rack . . 42

6 Il software di gestione **44**

Bibliografia **50**

Sommario

Lo scopo di questo lavoro è stata la realizzazione e caratterizzazione, di un sistema automatico e compatto per la misura della cifra di rumore o temperatura di rumore e del guadagno di dispositivi a radio frequenza. La necessità di poter determinare con una certa accuratezza il rumore generato dagli amplificatori, particolarmente importante in radioastronomia, ha condotto l'IRA (Istituto di RadioAstronomia) a sviluppare in casa un sistema per la sua misura. Come già ben noto, la presenza del rumore generato all'interno dei pre-amplificatori, pone un limite al minimo segnale rivelabile. La sensibilitá espressa come il minimo incremento in temperatura ΔT, che puo' essere rivelato da un ricevitore, puo' essere ricavato dalla relazione seguente:

$$\Delta\ T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \qquad (1)$$

In questa equazione, T_{sys} rappresenta la temperatura di sistema, che comprende cioè il rumore introdotto da tutta la catena di ricezione, B la larghezza di banda istantanea e τ il tempo d'integrazione. Quindi per avere sistemi molto sensibili, dobbiamo ridurre al minimo la T_{sys}, utilizzando amplificatori, mixers e ogni altro dispositivo che introduca il minor rumore possibile.

Per la loro misura, é necessario uno strumento altrettanto sensibile che possa determinare questo rumore.

Capitolo 1

Guida rapida all'uso di M.A.M.BO

Ubicazione degli strumenti

Tutti gli strumenti necessari a misurare la Temperatura di Rumore di amplificatori a radiofrequenza e microonde, sono contenuti nel Rack di Misura a Microonde.

1.1 Accensione della strumentazione

In sequenza,

1. accendere l'Oscillatore Locale (Wiltron 68159B),
2. accendere il MAMBO,
3. accendere il PC nel Rack di Misura,
4. attendere l'avvio di Win95, alla richiesta della password, battere il tasto OK,
5. lanciare il programma misura2.vi presente sul Desktop.

Il PC deve essere acceso per ultimo, in modo che possa colloquiare con gli strumenti.

1.2 Preparazione della strumentazione

Creare uno spazio pulito ed ordinato dove posizionare il D.U.T. (Device Under Test), può essere conveniente allo scopo utilizzare il piano del Banco delle Misure. Attrezzarsi con chiave aperta di 8 mm per i connettori SMA.

Controllare tutti i connettori percorsi dal segnale che devono essere integri e puliti.

Scegliere con oculatezza i componenti piccoli, ma non meno importanti, della strumentazione, come ad esempio:

- il Mixer : in base al range di frequenza;

- il Cavo LO : in base all'attenuazione, all'adattamento e alla stabilità;
- il Generatore di Rumore: in base al range di frequenza;
- alimentatore DUT: in base alla richiesta di voltaggio, potenza e connettore del DUT;

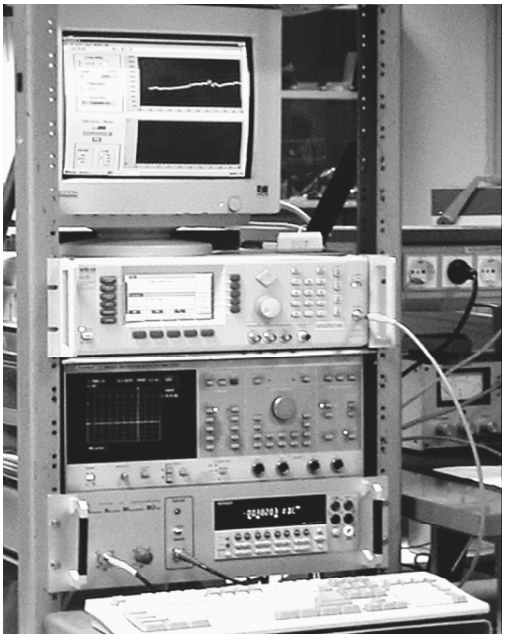


Figura 1.1: M.A.M.BO. integrato nel rack di misura

Temperatura ambiente

La misura di Temperatura di Rumore è affetta dalla Temperatura Fisica delle varie parti, sia del DUT sia del Generatore di Rumore. Misure ripetibili ed affidabili richiedono il controllo della temperatura del Generatore di Rumore; le cause più comuni di surriscaldamento sono:

1. alimentazioni +28V prolungate;
2. contatto con le mani dell'operatore;
3. contatto termico con DUT particolarmente caldi;

1.3 Collegamenti

Salvaguardia del Mixer: la potenza RF, deve essere sempre minore di + 13 dBm

1. Collegare il Sintetizzatore al Mixer (LO);
2. collegare il Generatore di Rumore al Mixer (RF);

3. collegare MAMBO al Mixer (IF);

Nel pannello di misura software, impostare:

Attenuatore Variabile	Provvisoriamente 10 dB
Banda di Lavoro	Flow, Fmax, (tipicamente 1.5 volte la banda del DUT)
N° di steps di frequenza	tipicamente 21 o 31 o 41
Video Filter	tipicamente MED
IF BandWidth	tipicamente 6 MHz

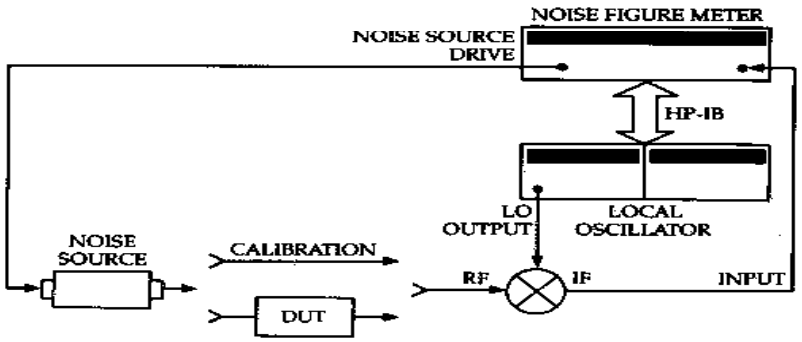


Figura 1.2: Schema a blocchi della misura

1.4 Video Filter & IF Filter

Il ricevitore è Double Side Band, ovvero riceve (cioè converte) contemporaneamente la banda superiore (USB) e la banda inferiore (immagine). Ne consegue che la banda RF è ampia un po' più del doppio della banda IF. È possibile scegliere uno fra tre tipi di **Filtri IF**: 1.5 MHz, 6 MHz, 30 MHz; più il filtro è stretto e maggiore sarà la risoluzione, più il filtro è largo minore sarà il tempo di misura e la rumorosità (varianza) della traccia. Allo scopo di diminuire la rumorosità della traccia, è possibile inoltre scegliere anche fra tre tipi di **Filtri Video Passa Basso**, **MIN** (= 67 msec), **MED** (= 280 msec), **MAX** (= 1.4 sec).

1.5 Calibrazione

Iniziare la Calibrazione premendo il tasto ⇒ (freccia in alto a sinistra) oppure $< CTRL >$ R sulla tastiera. Presta attenzione a MAMBO, udirai lo scatto ciclico di un relais, sincrono con il LED della Marca, e con le letture del Voltmetro mentre l'oscillatore locale, passo a passo, compie la spazzolata. Il valore letto sul Voltmetro dovrebbe essere tipicamente 0.0500 - 0.1000 mV. Di conseguenza, correggere eventualmente l'attenuatore, il N° di step, il Video Filter, IF BW. Ripetere la calibrazione e salvare i dati.

† *Una calibrazione fatta a dovere mostra una traccia monotonica (cioè poco rippolosa) sui 700 - 3000 K*

1.6 Misura

Collegare il DUT (non alimentato) fra Generatore di Rumore e Mixer (porta RF). Alimentare il DUT. Sul **pannello software** spostare il commutatore su "MISURA".

†*Non modificare il valore dell'attenuazione, né il N° di steps, né IF BW*

Iniziare la Misura premendo il tasto ⇒ (freccia in alto a sinistra) oppure $< CTRL >$ R sulla tastiera. Il valore letto sul Voltmetro è accettabile fino a valori di circa 2.000 mV.

1.7 Archiviazione

I dati (Frequenze, Temperatura di Rumore e Guadagno) sono sempre salvati in file Tsys+Gain.txt compatibile con il formato MS Excel© ed il grafico può essere stampato, utilizzando il comando *LabviewPRINT* sulle stampanti in rete LAN.

Capitolo 2

Perché un Misuratore di Rumore?

La necessità di disporre di un Misuratore di Rumore presso il Radiotelescopio è evidente, esso serve per verificare e fare manutenzione ai sensibilissimi amplificatori di segnale.

Insieme con Analizzatori di Rete, ed Analizzatori di Spettro,M.A.M.BO. fa parte di un insieme di minima della strumentazione elettronica di misura necessaria al buon funzionamento di un radiotelescopio. Ma la necessità è dettata anche dal reparto produzione LNA; per costruire e testare i sensibili preamplificatori è proprio il Misuratore di Rumore lo strumento di verifica maggiormente utilizzato.

Ricordo che l'IRA si è dotato di un Misuratore di Rumore già dagli anni '80, il glorioso prodotto artigianale ADIOS e relativo Software. Purtroppo tale strumento è divenuto obsoleto e benché tuttora funzionante, non è più utilizzabile per incompatibilità con il generatore di frequenza.

Si è pertanto reso necessario rimpiazzare tale macchina con una nuova e moderna.

La scelta ricadeva fra due alternative:

1. Acquisto di un misuratore commerciale (HP 8970A© o EATON©....);
2. Realizzazione "in casa" di una versione rinnovata dell'ADIOS© continuando la tradizione di eccellenza nell'accuratezza della misura;

Il vantaggio della prima scelta consisteva nel risparmio di tempo (di progetto, di sviluppo, di costruzione e di test dell'unità Amplificatore IF + Detector) e nella sicura affidabilità nel funzionamento e nella manutenzione di un prodotto commerciale di buona marca.

Che cosa ha portato verso la seconda scelta?

Il risparmio di Fondi Voce A (inventariabile)? No. La scelta, scaturita dall'accurata lettura dei data-sheets dei misuratori commerciali, è stata dettata dai limiti che gli stessi impongono all'utilizzatore.

In particolare, al momento della scelta, EATON prevedeva l'uso di Generatori di Rumore con ENR compreso solamente nel range 10 - 20 dB mentre all'IRA,

così come in molti altri laboratori di sviluppo di amplificatori radioastronomici, si utilizzano Generatori di Rumore con ENR minore, tipicamente 3 - 5 dB.

Tale scelta migliora drasticamente sia gli errori per disadattamento e/o per riflessioni multiple, sia gli errori dovuti alla non linearità del detector (scostamento dalla square law). A nostro parere, ciò che HP considerava (e considera tuttora) un grande vantaggio, è invece un limite. Si tratta della misura SSB.

Non v'è dubbio che la proposta HP, ovvero la misura sweepata con un ricevitore SSB sia il metodo più elegante e preciso che ci sia, ma a quale prezzo?

Al prezzo di un alto costo (si pensi ad un ricevitore SSB da 2 a 18 GHz), una limitata dinamica, e una limitatissima collezione di bande passanti, al momento della scelta HP proponeva solo un filtro di banda IF.

Entrambi i Misuratori Commerciali, non offrivano ne offrono tuttora il vantaggio di uno strumento stand-alone, essi infatti richiedevano un generatore di segnale esterno, un PC con adeguato software di controllo e calcolo, software che non veniva fornito. Quindi, visto che in ogni caso sarebbe stato necessario scrivere il software, visto che il progetto di una catena di amplificatori IF era considerata di semplice realizzazione, visto che il metodo DSB, non ponendo particolari limiti di frequenza, può funzionare da pochi MHz fino al centinaio di GHz , e visto che autocostruendosi lo strumento lo si può progettare come "macchina aperta" (ovvero modificabile e plasmabile all'occorrenza) si è scelto di costruire una nuova versione del Misuratore di Rumore e lo si è battezzato con il simpatico acronimo di parole inglesi M.A.M.BO *Microwave Amplifier Measurement Board*.

Fra i vantaggi a favore della scelta operata è necessario ricordare, che a differenza di uno strumento commerciale che richiederebbe un preciso modello di generatore di frequenza dedicato ad hoc, con il MAMBO può essere utilizzato un qualunque generatore di frequenza con interfaccia *IEEE-488* purché dichiarato dal costruttore come "adatto a misure di rumore bianco" .

È necessario chiarire che le ns. conoscenze, mezzi e personale non ci consentono di integrare M.A.M.BO., PC e Oscillatore Locale in un unico, più comodo, strumento.

2.1 DSB o SSB ?

Entrambi i metodi di conversione presentano vantaggi e svantaggi. Lo svantaggio principale del metodo DSB(doppia banda laterale), ragionando nel dominio delle frequenze, consiste soprattutto nella scarsa rappresentatività della banda RF analizzata istante per istante; infatti poichè la Banda IF non può essere posizionata molto vicino all'oscillatore locale per non essere sovrastata dal rumore di fase (rumore vicino alla portante) spesso molto alto, ne consegue che lo spot di banda RF presenta spesso una larghezza eccessiva con un buco (insensibilità) al centro (vedi fig. 2.1). In particolare se il DUT presenta variazioni repentine della T_{sys}, l'effetto di mediazione e sovrapposizione di una banda larga che contiene banda superiore (USB) e banda immagine (LSB), tende a smussare fortemente la curva di rumore mostrando un andamento non veritiero. Peraltro, alcuni modelli di mixers

tendono ad essere particolarmente sensibili anche alla terza armonica del segnale RF.

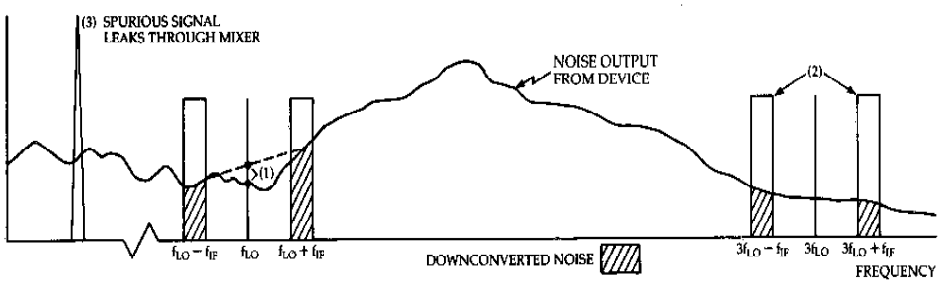


Figura 2.1: Bande ricevute con mixer DSB

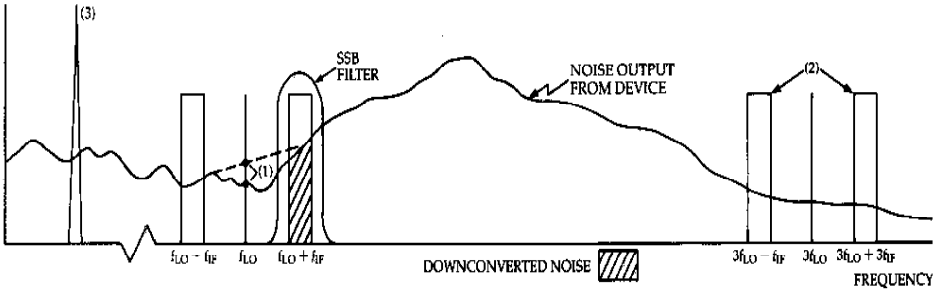


Figura 2.2: Bande ricevute con mixer SSB

Inoltre, poiché nella quasi totalità dei casi, amplificatori, catene, sistemi, sono SSB, con l'utilizzo di un convertitore DSB potrebbe riproporsi l'annosa discussione di quale sia la vera cifra di rumore di un mixer DSB e se debba essere applicata una correzione di sorta per convertire misure effettuate DSB in SSB.

Recentemente Hewlett-Packard ha raccomandato di utilizzare una conversione SSB. In tal modo la banda RF può essere stretta o larga a piacere e piena (non contiene separazioni al centro). È pertanto evidente che tale metodo elimina tutti i problemi menzionati. Ciò nonostante, costruire un ricevitore SSB per strumentazione, largo parecchie ottave (es. 2 - 18 GHz) presenta sicuramente un costo molto alto e una difficoltà realizzativa notevole. Inoltre l'impiego di filtri sintonizzabili tipo YIG, potrebbe portare a generare fenomeni di intermodulazione ed all'innalzamento della cifra di rumore intrinseca in quanto gli YIG stessi sono dispositivi non-lineari e presentano forte attenuazione, in poche parole si ridurrebbe la dinamica.

Inoltre la banda RF di utilizzo sarebbe limitata solamente a quella per cui il misuratore è costruito ovvero nel migliore dei casi: 2 - 26.5 GHz.

Il metodo di conversione adottato in MAMBO è il DSB ma gli svantaggi menzionati sono eliminati o ridotti al minimo grazie ad una meditata ed accurata

scelta del sistema e delle parti che lo compongono. In particolare l'obiettivo primario seguito affinché il metodo DSB potesse competere con il metodo SSB è stata la riduzione della Banda Passante Istantanea RF. Infatti una Banda Istantanea sufficientemente stretta da essere considerata uno "spot" può essere impiegata con successo per analizzare il rumore di LNA o DUT in genere senza il timore di perdite di informazione. È stato possibile ridurre la Banda Istantanea RF riducendo il rumore intrinseco alla porta IF del mixer grazie alla ricercata scelta di un generatore a basso rumore di fase ed all'impiego di mixer ad alto isolamento fra le porte. L'effetto negativo della risposta alla terza armonica, si dimostra un falso problema sia per il buona reiezione alle armoniche del mixer stesso sia per la bassa probabilitá che tale segnale rientri nel circuito, evento che puó verificarsi solo in DUT "multiottava" I vantaggi del metodo DSB impiegato in MAMBO sono:

1. Possibilità di misure con spot stretto, raggiungendo le prestazioni dei metodi SSB

2. Grande semplicità circuitale rispetto al metodo SSB

3. Range di frequenza estremamente esteso, 10 MHz - 100 GHz, virtualmente MAMBO non ha limiti di frequenza;

In pratica il limite alle basse frequenze è fissato dal sintetizzatore, dal mixer, e dal generatore di rumore, alle alte frequenze il limite è fissato dall'alto costo dei componenti, dall'abilità dell'operatore, dal diminuire dell'accuratezza e addirittura dagli effetti Planckiani sul "salto" di temperatura che iniziano ad essere sensibili.

La confusione storica sulla cifra di rumore DSB o SSB di un mixer è subito chiarita: infatti solo quando si vuole "ricevere" solo una delle banda laterali (LSB o USB) e si ha a disposizione un mixer che riceve entrambe le bande laterali (DSB) si può generare una incomprensione di terminologie e nell'applicazione delle definizioni standard; nel nostro caso, al contrario, dove la banda immagine è ricevuta ma anche voluta, non si crea nessuna confusione.

Capitolo 3

Teoria del rumore termico

3.1 Origini del rumore

Il rumore del quale ci siamo occupati in questo lavoro, è quello cosidetto termico o anche Johnson. Come già indica il nome, questo rumore è quello che viene generato all'interno dei dispositivi elettronici per effetto dell'agitazione termica cui sono sottoposti gli elettroni liberi.

Questo moto casuale genera delle piccole tensioni variabili che vengono definite come rumore.

Per quantificare questo rumore, possiamo considerare la differenza di potenziale e, che esiste ai capi di un conduttore a temperatura T. Anche se il valor medio di questa tensione risulta essere uguale a zero, il quadrato del valor medio, proporzionale ad una potenza P, è diverso da zero. Essa può essere espressa come

$$e_r^2 = 4kTRB \tag{3.1}$$

dove k è la costante di Boltzmann (1.3810^{-23} joules per Kelvin), T la temperatura assoluta, R la resistenza e B la larghezza di banda del rumore.

Nel caso ad esempio di un generatore con resistenza interna R, la potenza media generata risulta:

$$P_{media} = \frac{e_r^2}{4R} = \frac{4kTBR}{4R} = kTB \tag{3.2}$$

In questa equazione, B rappresenta la larghezza di banda in cui il rumore viene misurato.

Ricordiamo che il rumore termico non ha una forte dipendenza dalla frequenza almeno fino ad alcune centinaia di GHz, da ciò anche il nome di rumore bianco. Le potenze in gioco sono molto basse, a T_0=290 K, abbiamo $k290$=$4(10)^{-21}$ Watts/Hz.

Visto che la potenza di rumore risulta proporzionale alla temperatura del dispositivo, si è convenuto definire una *temperatura equivalente di rumore* T_e, come la temperatura corrispondente alla potenza di rumore generata dal dispositivo a quella frequenza.

Quindi se pensiamo ad esempio ad un amplificatore, al cui ingresso non sia presente nessun segnale, troveremo in uscita una potenza diversa da zero, generata dalla sua impedenza interna che si trova a $T > 0$.

Questo può essere meglio visto dalla figura seguente.

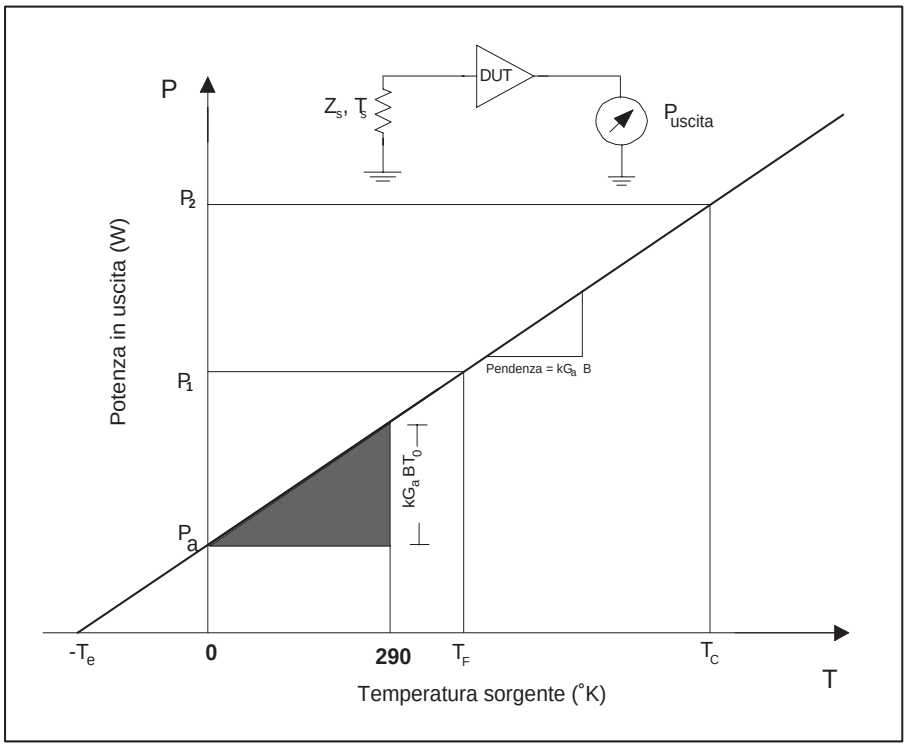


Figura 3.1: Temperatura effettiva di rumore

Questa mostra l'andamento della potenza in uscita da un DUT a due porte, al variare della temperatura di una sorgente posta all'ingresso.

Anche quando la sorgente(in questo caso la Z_s) si trova a 0 Kelvin, c'è una potenza P_a in uscita dal DUT. E' proprio questa P_a che rappresenta la potenza di rumore prodotta dal dispositivo e che produce una temperatura di rumore diversa da zero.

Oltre alla temperatura di rumore, in telecomunicazioni, viene utilizzata anche un altra grandezza, per descrivere il rumore introdotto dai dispositivi, la figura di rumore F.

Essa è definita come il rapporto tra l'SNR (signal to noise ratio) in ingresso e quello in uscita dal dispositivo, quando la temperatura dell'impedenza d'ingresso T_0 sia posta uguale a $290K$.

Poichè ad esempio un amplificatore, amplifica in egual misura segnale e rumore, se esso fosse perfetto, lascerebbe immutato l'SNR. Dato però che non esistono dispositivi perfetti, questo introdurra del rumore aggiuntivo da lui stesso generato, che renderà l'SNR in uscita minore dell'SNR in ingresso.

Per dispositivi lineari, si trova che:

$$F = \frac{P_a + kT_0BG_a}{kT_0BG_a} \tag{3.3}$$

La F espressa in dB, viene in genere utilizzata per descrivere le prestazioni di sistemi che operano su segnali deboli, come nel caso dei preamplificatori usati nei ricevitori radioastronomici, poichè quando ci sono alti valori di guadagno, essa diventa molto piccola.

Con queste due grandezze, T_e ed F, è possibile caratterizzare i dispositivi per quanto riguarda il rumore. Non c'è una netta differenza tra l'usare l'una o l'altra di queste due quantità, spesso si tratta solo di una questione di comodità di calcolo.

3.2 Teoria della misura di F e T_e

Come abbiamo visto dalla figura 3.1, ciò che bisogna determinare è la retta di rumore del DUT e la sua intersezione con l'asse X, che corrisponde a $-T_e$.

Per determinarla basta quindi andare a trovare due dei suoi punti, utilizzando due valori noti di temperatura. Questi valori ci vengono forniti da sorgenti di rumore calibrate, facilmente reperibili sul mercato.

Ne esistono di diverso tipo, tubi a scarica in gas ed a semiconduttore, queste ultime sono le piu' utilizzate ed impiegano dei diodi ad effetto valanga, con le quali si possono raggiungere temperature equivalenti di 10000 K.

I costruttori specificano queste sorgenti non con il loro valore di T_c, ma con l'ENR(excess noise ratio), definito come:

$$ENR = 10\,log\frac{T_c - T_f}{T_0} \tag{3.4}$$

In questa equazione, T_c rappresenta la temperatura della sorgente "calda" (alimentata ad una tensione di 28 volts), T_f la temperatura "fredda" (non alimentata), e T_0 290 K.

Naturalmente, nonostante si parli di rumore bianco, queste sorgenti non hanno uno spettro perfettamente piatto e costante a tutte le frequenze, ed inoltre possono dipendere dalla temperatura ed alimentazione della sorgente stessa.

Un altra delle proprietà della F, della quale dovremo fare uso, è quella relativa al caso di due amplificatori posti in cascata, con guadagno rispettivamente G_1 e G_2. In tal caso, la F totale del sistema, è data dalla formula:

$$F_{12} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} \tag{3.5}$$

Ciò significa che il primo amplificatore della catena è quello che contribuisce maggiormente alla figura di rumore totale, ed è quindi quello che dovrà introdurre il minor rumore possibile nel sistema.

Una volta determinati i due punti della retta, possiamo calcolare facilmente la figura di ruomore F, la temperatura equivalente di rumore T_e e il prodotto banda-guadagno. Indichiamo con P_c la potenza corrispondente alla T_c, con P_f a T_f e definiamo $Y = P_c/P_f$, il rapporto tra questi due valori di potenza. In tal caso, le equazioni da utilizzare sono le seguenti:

$$T_e = \frac{T_c - YT_f}{Y - 1} \tag{3.6}$$

$$F = 10\,log\frac{T_e + T_0}{T_0} \tag{3.7}$$

$$kGB = \frac{P_c - P_f}{T_c - T_f} \tag{3.8}$$

La T_e o la F, così come il guadagno, devono venire calcolati per ogni valore di frequenza in cui opera il nostro DUT, in modo da ottenere l'andamento in funzione della frequenza.

3.3 Metodo di misura

Per effettuare la misura del rumore abbiamo utilizzato un metodo standard, conosciuto con il nome di "Y factor method". In pratica, si utilizza un salto di rumore noto, prodotto da una sorgente calibrata, e lo si confronta con la quantità di rumore introdotta dal DUT.

La misura viene effettuata in due tempi, dapprima si calibra l'apparato di misura quindi, mantenendo immutato il sistema, viene inserito il DUT nella catena.

Dalla misura del fattore Y possiamo calcolare, il guadagno dell'amplificatore, con la formula:

$$G_D = \frac{P_{2on} - P_{2off}}{P_{1on} - P_{1off}} \tag{3.9}$$

In questa equazione, P_{2on}, rappresenta la potenza ottenuta durante la fase di misura con la sorgente di rumore ON, P_{2off} la potenza sempre in misura, con la sorgente OFF.

Analogamente, indichiamo con P_{1on} e P_{1off} le potenze ottenute durante la fase di calibrazione del sistema, cioè senza il DUT.

In questo modo possiamo valutare qual'è l'entità della temperatura di rumore introdotta dal DUT.

Indichiamo con T_{D+C} la temperatura di tutto il sistema (DUT + catena di misura) ricavabile utilizzando la formula seguente:

$$T_{D+C} = \frac{T_{on} - Y_2 T_{off}}{Y_2 - 1} \tag{3.10}$$

con T_C la temperatura della catena di misura senza il DUT

$$T_C = \frac{T_{on} - Y_1 T_{off}}{Y_1 - 1} \tag{3.11}$$

Utilizzando queste due espressioni, possiamo ricavare la temperatura del DUT,

$$T_{DUT} = T_{D+C} - (\frac{T_C}{G_D}) \tag{3.12}$$

La T_C deve essere divisa per il guadagno G_D del DUT (vedi eq.3.9), per ottenere il valore della potenza prima dell'ingresso al DUT .

Capitolo 4

Progetto del sistema di misura

4.1 Descrizione del sistema

La scelta della strumentazione è stata particolarmente meditata mirando all'obiettivo primario di ottenere la massima accuratezza nelle misure di rumore e come ulteriore finalità il dotarsi di strumentazione moderna, di alte prestazioni, non-dedicata, che all'occorrenza possa essere impiegata nella manutenzione degli impianti e/o nello sviluppo di progetti diversi.

Il sistema di misura é costituito dai seguenti strumenti come mostrato in fig. 4.1

1. un generatore di segnali sintetizzati (Wiltron 68159B©) che può operare in un range di frequenza tra 10 MHz e 26.5 GHz;
2. mixers accuratamente scelti;
3. una sorgente di rumore (HP 346C);
4. un voltmetro/convertitore A/D (Keithley®) entrambi controllabili via HPIB;
5. il MAMBO, dispositivo progettato e realizzato all'IRA, che sarà descritto dettagliatamente nel Cap.5;
6. un PC pentium provvisto di due schede, una *IEEE-488© NI AT/GPIB-TNT©* e una *A/D -ComputerBoards® mod. CIO-DDA/Jr/16©*.

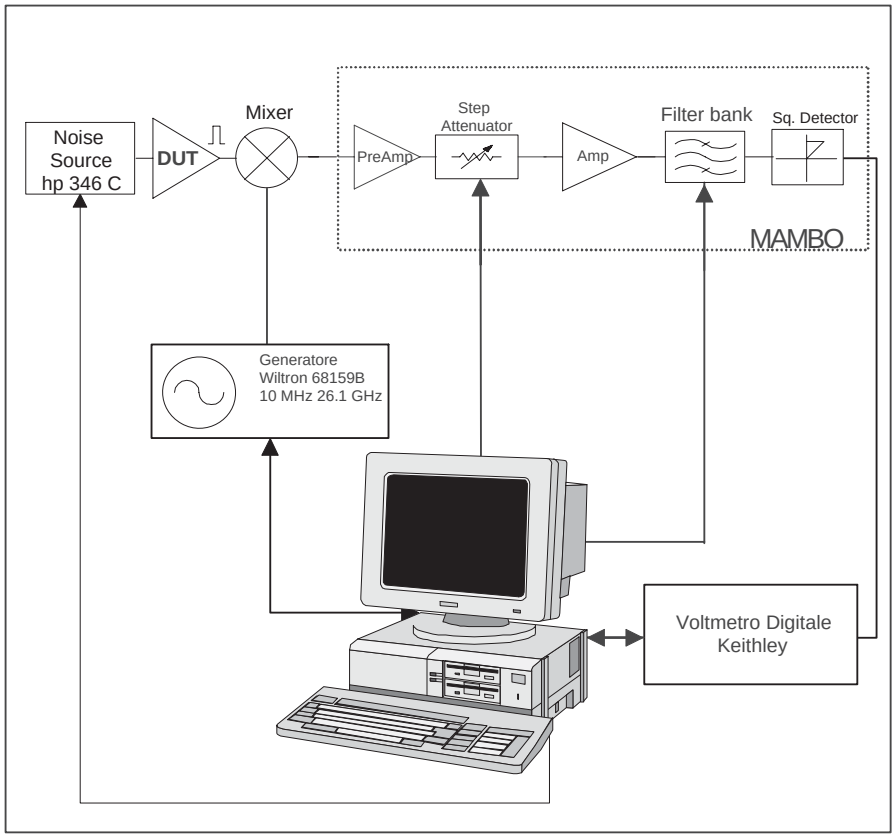


Figura 4.1: Schema del sistema di misura

4.2 Il generatore di Segnali

Il generatore di segnali deve servire sia MAMBO sia l'Analizzatore Scalare, inoltre deve poter essere un ricambio del sintetizzatore che funge da LO per la Parabola VLBI. Il range di frequenza scelto è 10 MHz - 26.5 GHz; frequenze di partenza più basse non sono fornite da nessun produttore in un range così ampio, frequenze superiori maggiori sono possibili ma a nostro parere, date le forti attenuazioni delle linee di trasmissioni alle frequenze millimetriche, è più conveniente utilizzare moltiplicatori di frequenza esterni e vicini al DUT anziché un generatore a frequenze millimetriche il quale renderebbe la potenza fornita al DUT estremamente ridotta. Per compatibilità con il VLBI, è bene che il generatore sia sintetizzato

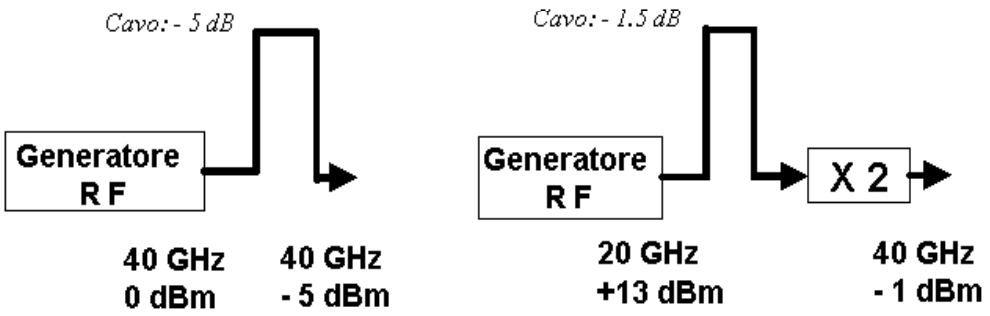


Figura 4.2: Conviene utilizzare un moltiplicatore esterno

e di media potenza (+ 10 dBm o più) e deve avere ottime prestazioni in termini di rumore di fase proprio. Per compatibilità con l'Analizzatore di Reti Scalare (SNA) è bene che il generatore sia "sweeper" ovvero che possa variare la frequenza velocemente ed in modo sincrono a tensione di controllo a rampa.

Per compatibilità con MAMBO, il generatore deve provvedere ad una potenza RF tale da pilotare un mixer ovvero fornire almeno +10 dBm o più e deve essere considerato dal fornitore come "adatto a misure di rumore bianco". Sono adatti a misure di rumore bianco i generatori che non si comportano né come sorgenti di rumore né come sorgenti di segnali spuri!

Infatti, se il rumore prodotto dal generatore è molto forte, esso passa attraverso il mixer, attenuato di una quantità pari all'isolamento fra le porte, nel sistema di misura "ingannando" e "accecando" la misura.

Sovente si trovano nelle specifiche di un generatore di segnali le caratteristiche di rumore "vicino" alla portante (rumore di fase); è importante che il rumore di fase ed i prodotti spuri alla distanza "IF" dalla portante siano il più basso possibile. Ma il generatore può fornire anche un larghissimo "pianerottolo" di rumore di fortissima intensità (spesso milioni di K), segnali armonici, e/o non armonicamente legati, e/o legati alla frequenza di rete (50 Hz); spesso tali informazioni non sono rese disponibili dal produttore; è comunque importante che tali disturbi, alla frequenza IF, siano il minore possibile.

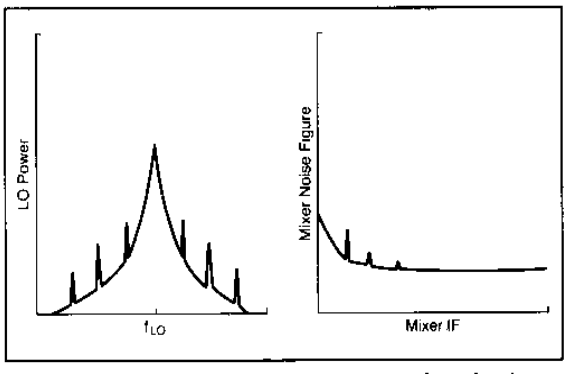


Figura 4.3: Rumore e Spurie vicino alla Portante vengono convertite

La scelta, senza compromessi di prestazioni, è ricaduta sul generatore Wiltron 68159B.

4.3 I mixers

La scelta dei mixer è stata dettata dai già citati criteri di altissimo isolamento.

Una accurata ricerca delle soluzioni offerte dal mercato ha fatto decidere di suddividere il range coassiale in due sottobande con altissime prestazioni.

In Particolare nel range basse frequenze, si è scelto il mixer che attualmente presenta il più alto isolamento fra le porte : Watkins-Johnson mod. M8TC che copre 10MHz - 3.4 GHz con isolamenti tipici nell'ordine dei 35 - 40 dB

Per le frequenze più alte si è scelto un mixer già presente in laboratorio ma selezionato, che pur avendo mediocri specifiche "garantite" possiede eccezionali specifiche misurate. Si tratta di un RGH® mod. M2-26 che copre 2 GHz - 26.5 GHz con isolamenti tipici fra le porte nell'ordine dei 30 dB. Si sottolinea che il criterio di scelta del mixer è soprattutto l'alto isolamento fra le porte L-I e L-R. Per le frequenze millimetriche si è privilegiata la semplicitá per l'operatore: sono stati scelti mixers full-band, (cioé non richiedono sintonia).

Vista la cronica penuria di potenza alle frequenze millimetriche, volutamente, tali mixer sono stati scelti del tipo alimentabile (biasable) che si traduce in una necessità di LO di livello inferiore (0 ..+3 dBm anziché + 10 dBm).

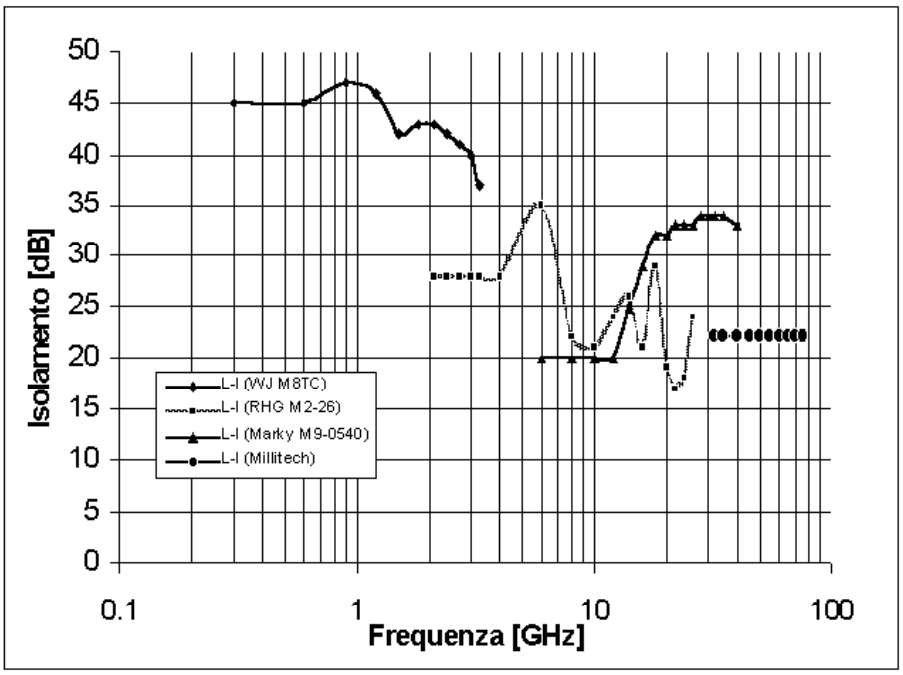


Figura 4.4: Isolamento dei mixers utilizzati

4.4 Generatore di Rumore

Il generatore di rumore adottato è un HP 346C, copre un range 10 MHz -26.5GHz. Il valore di ENR viene garantito dal costruttore "traceable to NIST" e verifiche fatte nel nostro laboratorio con il carico freddo campione (Maury®) ne hanno confermato l'elevatissima accuratezza. In serie all'uscita del generatore di rumore è sempre montato un attenuatore da 10 dB di altissima qualità allo scopo di ridurre l'ENR e di aumentare l'adattamento. Alle frequenze millimetriche sono disponibili generatori di rumore allo stato solido ma con minore accuratezza.

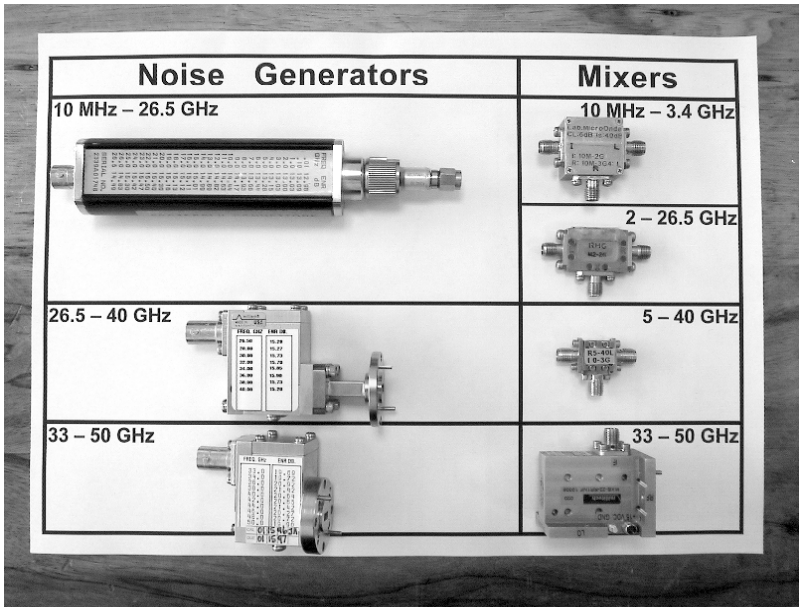


Figura 4.5: Generatori di rumore e mixers

4.5 Convertitore A/D

La scelta del convertitore A/D deve soddisfare criteri e prestazioni di natura molto diversa fra loro, pertanto è stata valutata una panoramica di famiglie di strumenti diversi fra loro sia come prestazioni, sia come campo di applicazione, sia come tecnologia realizzativa.

La risoluzione richiesta, espressa in bit che è l'unità di misura standard per un convertitore A/D, è data dalla somma dei seguenti tre criteri:

1. Dinamica strumentale, scelta arbitrariamente a: 40 dB (cioè 10000 punti - 14.3 bit)
2. Il segnale minimo deve essere campionato con risoluzione del: 1 % (cioè 100 punti - 6.6 bit)
3. Overload : 1 bit

Quindi il numero di bit richiesti è la somma approssimata per eccesso all'intero 14.3+6.6+1=21.9 ovvero 22 bit. La velocità richiesta, è dettata dalla rumorosità della traccia che si vuole ottenere e dalla banda passante, per rumorosità dell'ordine di meno dell' 1 % e bande di alcuni MHz, la velocità di acquisizione deve piazzarsi nell'ordine di alcune decine di msec. Un ottimo valore sarebbe 50 msec +/- 50 %. Se il convertitore fosse più veloce, la traccia sarebbe più rumorosa, se il convertitore fosse più lento l'attesa per la misura sarebbe tediosa.

Si sono prese in considerazione alcune schede OEM® Voltmetro, da inserire all'interno del PC, ma tali convertitori sono per lo più estremamente veloci (troppo veloci) e con bassa risoluzione (12 o 16 bit). Si avvicinano ma non soddisfano le nostre richieste i convertitori Sigma-Delta che offrono tempi di conversione dell'ordine dei 100 - 1000 msec con risoluzioni fino a 18 bit. Si è scelto un multimetro digitale da banco classe 6 1/2 digit , il quale supera la dinamica necessaria, il tempo di conversione è nella fascia richiesta (decine di msec.). Inoltre a differenza delle schede per PC, non richiede il "condizionamento" e trattamento del segnale d'ingresso. Non ultimo, il costo del multimetro è circa la metà di una scheda per PC a 16 bit. La scelta è ricaduta sul multimetro Keithley 2000 con scanner card.

4.6 Scelta delle Bande IF e delle Costanti di tempo

Il valore della Banda IF e della costante di tempo è dettata come si è detto dal livello di rumorosità della traccia che si vuole ottenere e dal tempo di scansione.

La scelta grossolana è dettata soprattutto dall'osservazione di ció che altri hanno deciso in passato; ció ha mostrato convergenza fra i valori di Banda e costante di tempo utilizzati in passato presso IRA e quelli adottati da HP.

Ma come operare la scelta precisa? Il multimetro determina la costante di tempo (dopo averla verificata sperimentalmente, si procede a scegliere arbitrariamente il livello di rumorosità massima della traccia).

Per fare ciò si è utilizzata una simulazione di rumore bianco che utilizza lo strumento software MathCad©. L'analisi per valori di $T_{sys} = 0K$ (caso peggiore), mostra che si ottengono "decenti" rumorosità della traccia con valori di

$$5 \cdot 10^{-4} < (\sqrt{B \cdot \tau})^{-1} < 1.6 \cdot 10^{-3} \tag{4.1}$$

Ciò suggerisce di creare almeno 3 scelte di $(\sqrt{B \cdot \tau})^{-1}$ per l'utente.

I valori di τ (sono stati scelti in base alla possibilità di integrazione offerte dal multimetro, cioè 67 msec (o multipli interi di 67 msec) o 670 msec (o multipli interi di 670 msec.).

La scelta dei filtri IF , ovviamente non comporta la sola decisione della larghezza, ma anche del centro-banda. Come già descritto in precedenza, più il filtro è spostato verso le basse frequenze, più ci si gode delle prestazioni di un sistema SSB. Ma la scelta della banda deve essere dettata anche da una semplice considerazione di carattere pratico; la banda deve essere libera da eventuali segnali spuri iniettati dal generatore LO.

A tal scopo è stata effettuata un'analisi sperimentale sul generatore Wiltron 68159B ed il livello delle spurie è mostrato nella figura 4.6.

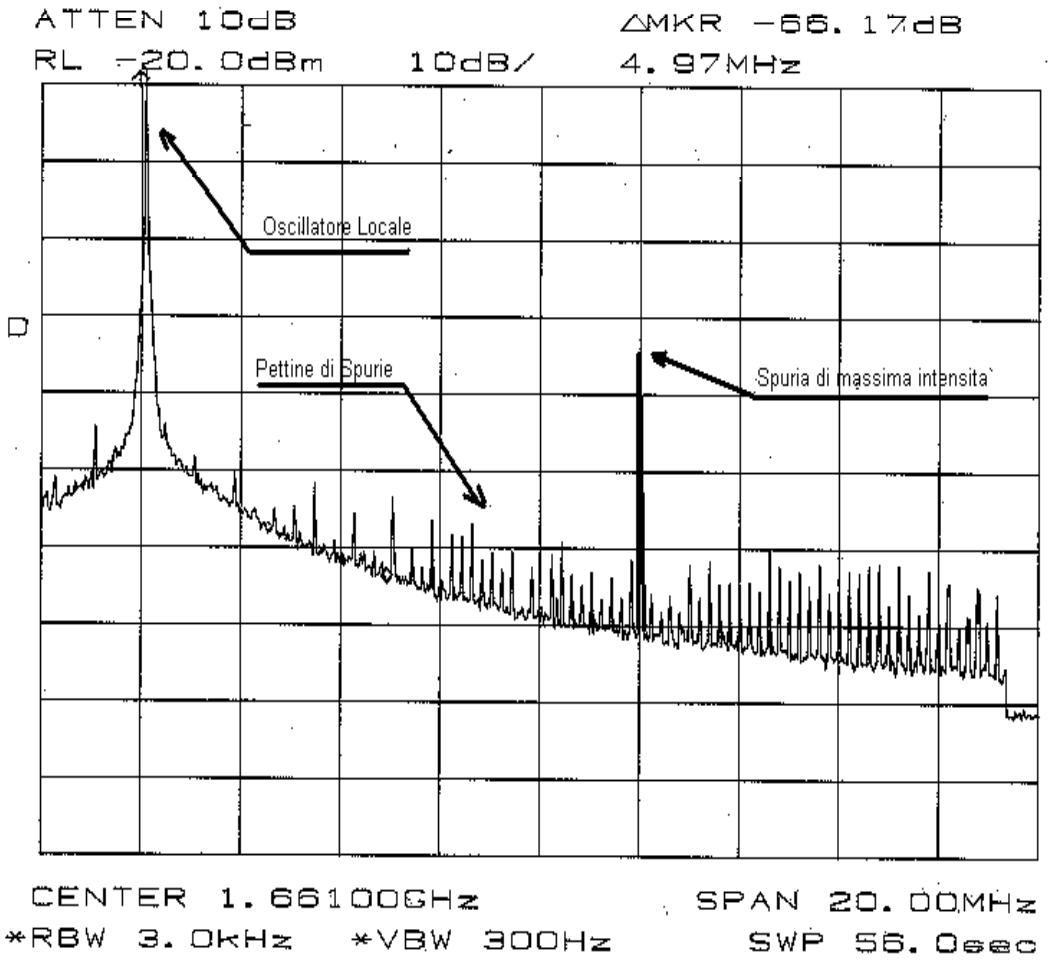


Figura 4.6: Rumore di fase e spurie vicine alla portante del generatore Wiltron ®

Come si può notare, il rumore di fase decresce rapidamente oltre 1 MHz di distanza dalla portante ma il pettine spurio ogni 1 MHz è ben visibile fino a parecchi MHz di distanza, addirittura il pettine spurio ogni 10 MHz ha un livello così intenso da essere inaccettabile. La scelta dei filtri IF pertanto è stato un lavoro di successive approssimazioni, atto ad eliminare il più possibile i segnali spuri (specialmente la spuria 10 MHz). Allo scopo ci si è aiutati con il foglio MS Excel© riportato in fig. 4.7.

		Larghezza BW	Rapporto BW	Larghezza BW	Rapporto BW	Larghezza BW	
	Filtro Stretto		Filtro Medio		Filtro Largo		
Limiti RF	1.3	3.3	6	16	13	63	MHz
BW IF		2	5.0	10	5.0	50	MHz
BW RF		6.6	4.8	32	3.9	126	MHz
Caso No 1							
0.0007	< DeltaT / Tsys						
5*Tau >		5102.0		1020.4		204.1	milliSec.
Tau >		1020.4		204.1		40.8	milliSec.
Caso No 2							
0.0007	< DeltaT / Tsys						
	Filtro Stretto		Filtro Medio		Filtro Largo		
Limiti RF	1.3	2.8	3	9	13	43	MHz
BW IF		1.5	4.0	6	5.0	30	MHz
BW RF		5.6	3.2	18	4.8	86	MHz
5*Tau >		6802.7		1700.7		340.1	milliSec.
Tau >		1360.5		340.1		68.0	milliSec.

Figura 4.7: Valutazione dei valori di **B** e τ

4.7 PC e schede di interfaccia

4.7.1 I/O

Il controllo ON/OFF del generatore di rumore, così come la commutazione dei filtri di IF e degli attenuatori a step richiede una interfaccia Digital OUT. La richiesta di minima per tale interfaccia è di 1 bit (generatore di rumore) + 2 bit (4 combinazioni di filtri IF) + 6 bit (64 dB attenuatore a step) = 9 bit. La scheda CIO-DDA-16JR prodotta dalla ComputerBoards fornisce 3 byte (24 bit) IN/OUT con uscite potenziate in grado di pilotare relais, inoltre sono disponibili 2 convertitori D/A non utilizzati al momento ma che offrono potenzialità di sviluppo future. Tale scheda va montata sul PC e colloquia tramite il bus standard XT 8 bit .

4.7.2 GP-IB

Alla scheda GP-IB che comunica con il Voltmetro Keythley® e il Generatore di segnali, sono richieste prestazioni semplici e non critiche. Una scheda GP-IB con bus ISA e di classe economica sarebbe più che sufficiente. Sfortunatamente la fase di prova ha messo in evidenza che solo con la scheda prodotta da National Instruments(r), nettamente più costosa che offre alte prestazioni ma non necessarie, si ha un funzionamento stabile ed affidabile.

4.7.3 PC

Il calcolo che il software di gestione deve fare è abbastanza semplice; essi sono semplice algebra, e fino ad alcuni anni or sono tale operazione veniva svolta da un computer della classe Apple® II . Le esigenze attuali, con l'impiego di un sistema operativo (Microsoft® - Win95©) e di un ambiente software (National-Instruments® - Labview 4.0© più complicati e la gestione avanzata dell'interfaccia uomo - macchina, richiedono un PC minimo della classe Pentium 133. Una precedente versione di Misuratore di Rumore, (vedi Jiricka [4]) ha dimostrato che un PC con il vecchio sistema operativo DOS© garantirebbe almeno 3 vantaggi: minore invecchiamento del sistema, minore fragilità del software e non rende indispensabile l'alimentazione da un gruppo di continuità.

Ciò nonostante, si è preferito scegliere il più standard sistema operativo Win 95 che permette l'uso del software di controllo di strumentazione Labview©. È stato utilizzato un PC con processore K6 233, 64 Mram, 3 slot ISA, 2 PCI. Tale PC non sarà dedicato esclusivamente a MAMBO; fungerà anche da PC di laboratorio, potrà servire per controllare ed acquisire dati da altri strumenti di misura.

4.8 Sezione IF

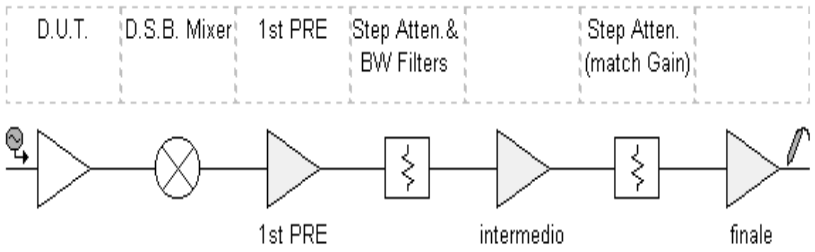
La catena di amplificatori IF deve fornire un segnale sufficiente a pilotare il detector. Il guadagno deve essere tale che il detector possa venire pilotato con un segnale ottimale (- 25 dBm) sia in assenza di segnale in ingresso e con filtro IF stretto, sia nel caso opposto con DUT inserito, filtro IF largo e Generatore di rumore acceso;

queste due condizioni rappresentano gli estremi corrispondenti rispettivamente al massimo guadagno ed al minimo guadagno.

È evidente che la IF di MAMBO deve essere progettata per il massimo guadagno, con la possibilità di diminuirlo ad hoc tramite l'impiego di un attenuatore variabile a step. La catena di amplificatori deve inoltre possedere buone caratteristiche di dinamica, ed avere cifra di rumore bassa e costante. Tale configurazione si può realizzare con componenti di silicio monolitici (cioè economici) in tecnologia SMD.

Il progetto iniziale prevedeva un Guadagno totale di 90 dB, NF= 2.5 dB, IP3= 30 dBm. Il Guadagno totale è stato poi diminuito per cancellare alcune autooscillazioni. Come mostrato nel seguente schema a blocchi, la catena IF è composta di:

- un preamplificatore a basso rumore (tipicamente NF =2.5 - 3.5 dB) con Guadagno sufficiente a mascherare il rumore degli stadi successivi,
- un attenuatore a step di 1 dB per livellare la potenza di uscita al valore ottimale per il detector,
- un amplificatore intermedio per separare gli stadi,
- un banco di filtri commutabile; ciascun ramo contiene oltre al filtro passa banda, due switch allo stato solido e un attenuatore fisso ad hoc per mantenere costante il livello di potenza Total Power.
- un amplificatore di potenza.



NF (dB)	.4	8	2.50	20	6.07	30	5.43	0.41
Gain (dB)	40	-8	31.50	-20	30.00	-30	22.00	65.50
OIP3 (dBm)	20	10	23.00	100	35.89	100	35.67	22.90

Figura 4.8: Programma SCW.EXE aiuta la progettazione a blocchi

4.8.1 Detector

Una della parti più critiche di MAMBO è il detector. Di fatto il rivelatore è l'anello della catena che più di altri limita la dinamica e la linearità. È possibile aumentare, seppur di poco, le prestazioni del detector agendo sui seguenti punti:

- scelta del tipo.

È possibile impiegare detector Schottky o Back-Diode, secondo alcune fonti di informazione i secondi hanno un range "quadratico" maggiore dei primi, invece secondo le informazioni dei costruttori, essi sono, per dinamica, equivalenti. Tipicamente però il diodo Schottky è più sensibile alla temperatura di un Back-Diode ma è più comune da reperire sul mercato nel range di frequenza utilizzata in MAMBO, inoltre il suo contenitore *(case)* è più adatto ad essere integrato ed accoppiato alle altre sezioni del MAMBO stesso.

- scelta del punto di lavoro.

Nei precedenti paragrafi si è detto che la rumorosità della traccia dipende dalla Banda Passante e dalla Costante di Tempo; ciò è vero a meno che non intervengano altre fonti di rumore come ad esempio il rumore del detector o del Voltmetro. Se il punto di lavoro è vicino alla TSS del detector o al minimo valore rivelabile dal convertitore A/D, il sistema tende a diventare "sordo" ovvero si genera l'indesiderato effetto di eccesso nella rumorosità della traccia ed un sensibile errore nel valor medio della T_{sys} misurata. D'altra parte se il segnale è "troppo" forte, il detector non ha più una risposta quadratica. Con l'ausilio del seguente foglio MS Excell si dimostra che una potenza al detector di -25 dBm crea un ottimo compromesso fra S/N (24 dB) e dinamica (20 dB) a condizione che la risposta del detector sia corretta come mostrato di seguito.

Confronto fra il segnale del detector ed il rumore del filtro ad Operazionale

Detector		OP - AMP : Guadagno & Rumore				Voltmetro
	T.S.S.	Guadagno	Resistenza	Temperatura	Banda	Offset
[V/W]	[dBm]	[num.]	[Ohm]	[oK]	[Hz]	[V]
150	-50	1	2000	300	50	4.0E-07
			2000			

Noise [V]	Vo Det [V]	Vo Amp [V]		Power IN [dBm]	S/N [dB]	Dinamica [dB]
1.5E-06	4.743E-06	0.00000		-45	4.2	40
	1.500E-05	0.00002		-40	9.0	35
	4.743E-05	0.00005		-35	14.0	30
	1.500E-04	0.00015		-30	19.0	25
	4.743E-04	0.00047		-25	24.0	20
	1.500E-03	0.00150		-20	29.0	15
	4.743E-03	0.00474		-15	34.0	10
	1.500E-02	0.01500		-10	39.0	5
	4.743E-02	0.04743		-5	44.0	0
	1.500E-01	0.15000		0	49.0	-5

Figura 4.9: Il foglio elettronico aiuta a scegliere un compromesso fra livello, guadagno, range dinamico...

- La correzione software.

La correzione consiste nell'espandere il range dinamico nel quale è valida la legge quadratica. Notoriamente i detector sono quadratici per livelli di potenza che vanno dalla TSS a crescere fino a circa -20 dBm, quindi presentano una risposta "lineare" cioè non più quadratica per livelli che vanno da -20 dBm a 0 dBm. La correzione è implementata via software con la seguente formula ricavata empiricamente:

$$V_{out} = V_{in}(1 - A) + Ae^{-CV_{in}} + (BV_{in})^D \tag{4.2}$$

dove:

V_{out}, V_{in}	[V]
A=	0.19
B=	6.5
C=	140
D=	1.55

I seguenti grafici mostrano la risposta corretta e non corretta. Come si può notare l'errore rimane entro +/- 0.05 dB, cioè entro +/- 1

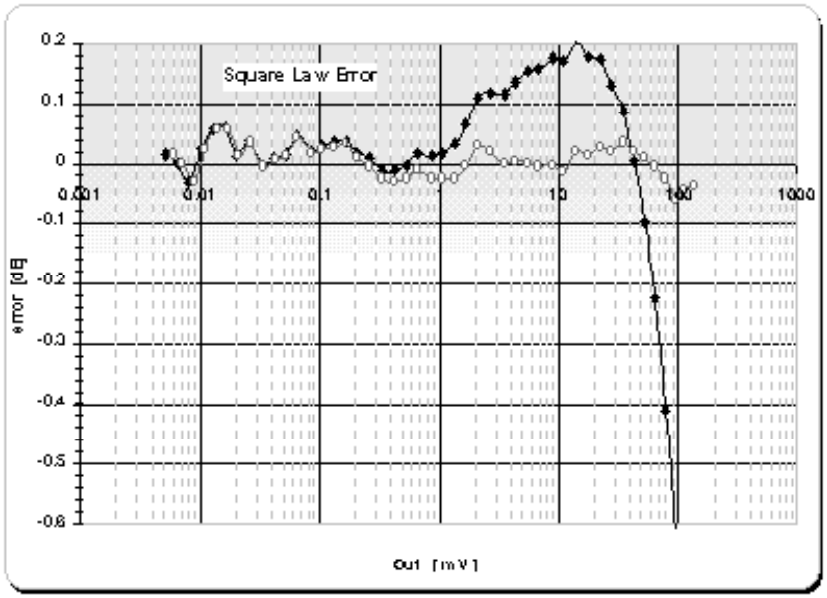


Figura 4.10: Differenze dalla "square Law": grezza e corretta

- Effetti Termici

Il detector è stato inglobato in un lingotto di circa 40 x 40 x 120 mm costituito di un eccellente isolante termico, il Polistirene Espanso. Con tale isolamento termico, la dipendenza alle rapide fluttuazioni della temperatura ambiente viene fortemente limitata dalla grande costante di tempo termica. Rimane comunque

un errore residuo dovuto all'autoriscaldamento del detector con segnali superiori a -5 dBm.

Capitolo 5

Descrizione dell'Hardware

5.1 Descrizione stampato

Come notiamo nel master del PCB sono stati realizzati, per convenienza economica, "due stampati in uno", uno appunto quello di mambo e l'altro per l'esecuzione di filtri. Quest'ultimo (non rientra nel progetto M.A.M.BO., ma è stato usato per esempio nella costruzione di filtri nel progetto MAR.I.S.A.) consiste appunto in due linee di pista adattata per frequenze inferiori a 1GHz, la metodologia di dimensionamento sarà descritta successivamente in quanto è la medesima adottata per la zona RF di PCB Mambo. Successivamente le linee adattate sono stata separate dal resto dello stampato grazie ad una tecnica chiamata "scoring"; esse saranno poi tagliate a misura per i vari utilizzi e con un metodo di asportazione rame (ottimo strumento è un banalissimo cutter) sarà possibile sezionare la pista per l'inserimento dei componenti in serie. Le linee sono poi state controllate in laboratorio, verificando appunto i dati fornitici dal simulatore e le perdite alle alte frequenze, come ci aspettavamo il supporto di vetronite e lo spessore di quest'ultima fanno si che a 1GHz perde quasi 1dB!

Il cuore dello stampato è appunto la zona RF, ed è proprio qui che si è prestata più attenzione, cercando in primo luogo una disposizione ottimale dei componenti, tutto in funzione della linea RF che deve essere il più "dritta possibile", cercando di mantenere sempre le dimensioni ottimali e facendo in modo che sia sempre "circondata" da una buona massa. I componenti scelti lungo la pista adattata, eccezione fatta per alcune induttanze da noi costruite, sono per la maggior parte a montaggio superficiale, per migliorare così le caratteristiche di adattamento. L'adattamento a 50 ohm si ottiene con piste di larghezza 2.81mm e distanza dalle due masse laterali pari a 2mm. Questi dati, tenendo conto delle specifiche fisiche del stampato (con supporto a: spessore 1.6mm, Er=4.75, TanD=0.02, Rugositá=0.005mm e metallizzazione di rame a spessore 0.017mm) sono stati ricavati con facilità grazie al programma "Trasmission Line Calculator" TRL.EXE .

Per avere una buona massa, nella zona RF, le due masse, sopra e sotto, devono essere continuamente cortocircuitate, soprattutto in prossimità delle linee adattate, per far ciò ci siamo serviti semplicemente di fori metallizzati chiamati via-hole, distanti almeno 0.7mm. Si è cercato anche di tenere opportunamente lon-

tane certe zone di pista adattata, per evitare indesiderati effetti d'accoppiamento fra i segnali, purtroppo queste precauzioni non sono state abbastanza, in quanto in fase di collaudo, una delle cause d'oscillazione del primo stadio era appunto l'accoppiarsi dell'uscita con l'ingresso. Sono stati quindi aggiunti condensatori sull'alimentazione degli amplificatori in opportuni punti, e una piccola "barriera di rame" bloccata a massa con tre viti, atta a disaccoppiare l'ingresso dall'uscita che crea uno tridimensionale.

Vista l'importanza di una corretta realizzazione della zona RF sullo stampato, oltre agli accorgimenti in precedenza descritti, si è fornito alla ditta "StudioEmme" (ditta a cui è stato commissionato il lavoro) un preciso disegno del Layout per obbligarlo a scelte prioritarie nei riguardi della RF e avere cosi un miglior adattamento delle piste RF.

Le Fig.5.1, Fig.5.2 e Fig.5.3 raffigurano il circuito stampato visto dall'alto, rispettivamente: lato componenti, lato rame e disposizione componenti; le dimensioni ottenute del PCB (solo "mambo")sono di 135x225mm. La zona "forata" sulla destra è stata prevista per eventuali modifiche in corso d'opera in quanto il PCB mambo è il primo prototipo.

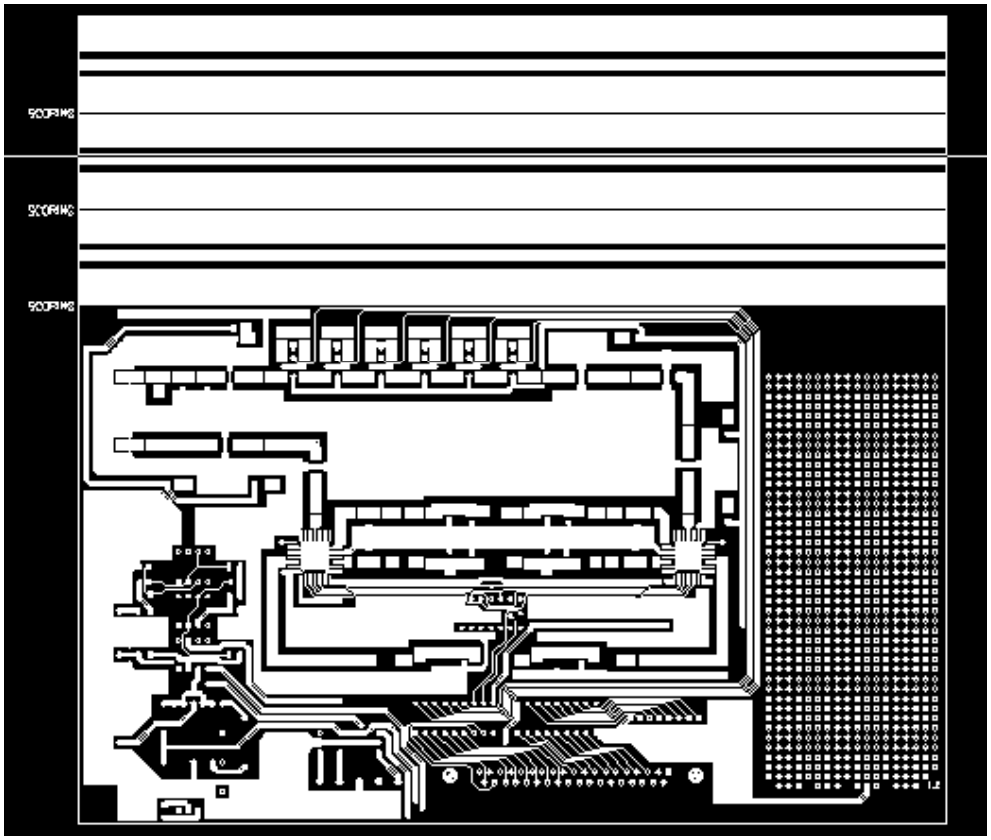


Figura 5.1: Circuito stampato lato Componenti

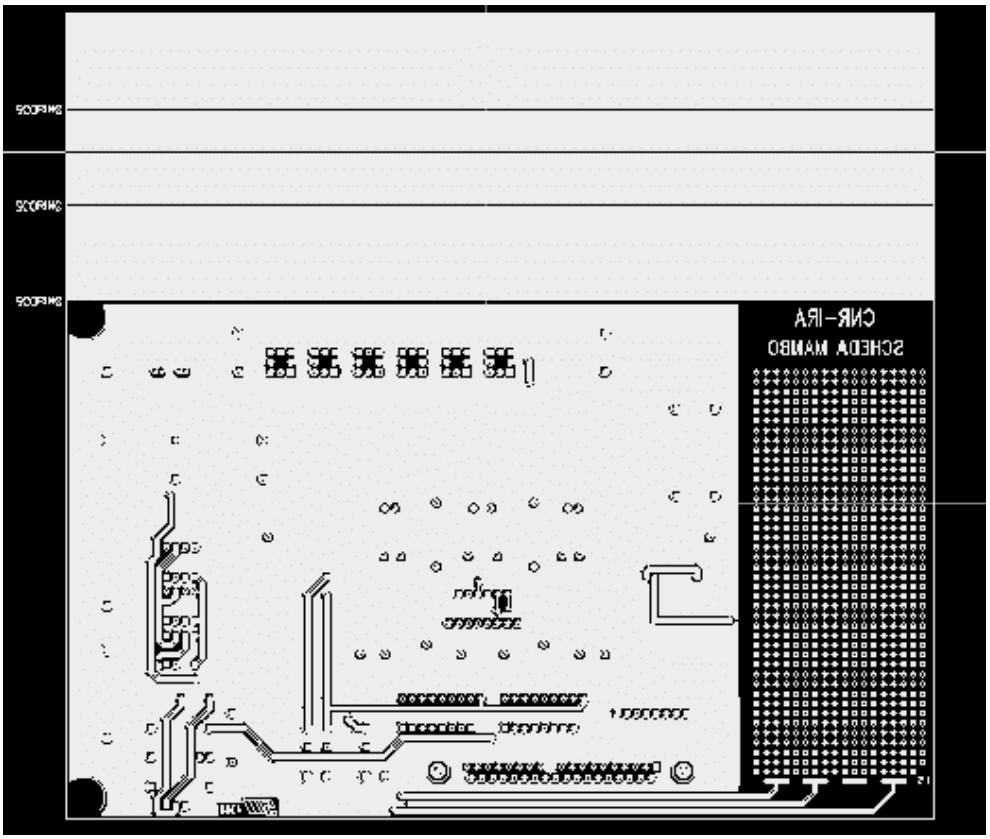


Figura 5.2: Circuito stampato lato Rame

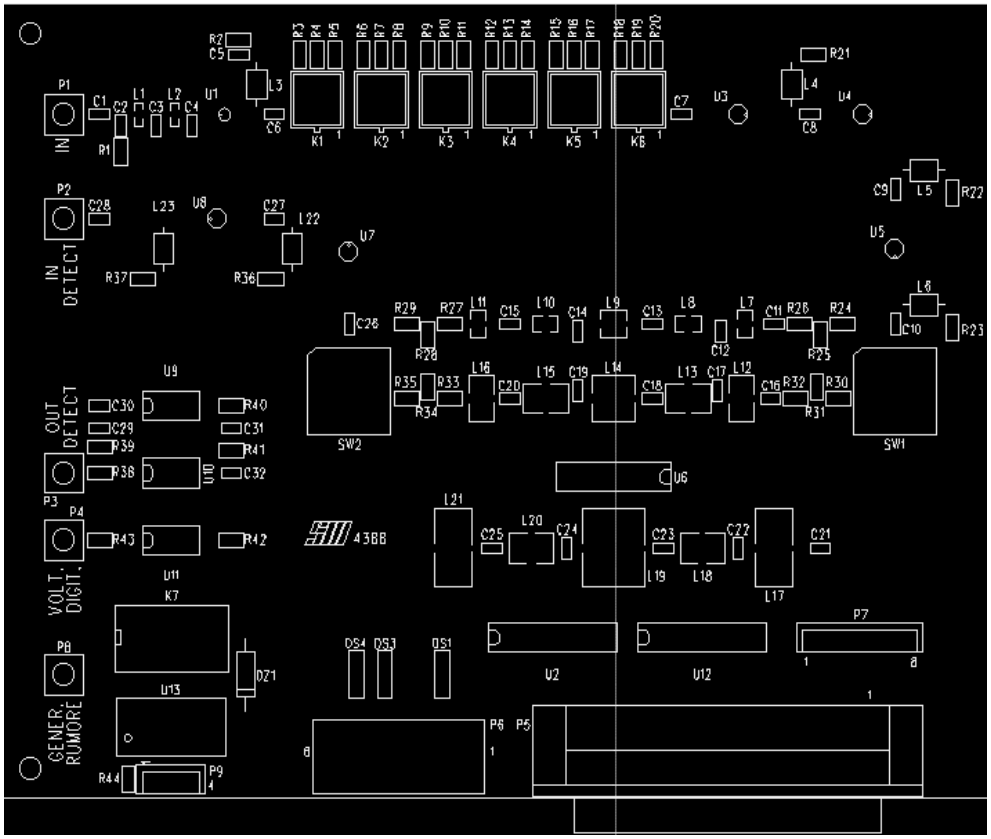


Figura 5.3: Disposizione dei componenti

5.2 Schema a blocchi

È qui riportato uno schema a blocchi dell'intero sistema di misura del rumore, il box tratteggiato rappresenta il contenitore a rack dove è alloggiato il circuito stampato precedentemente visto in figura.

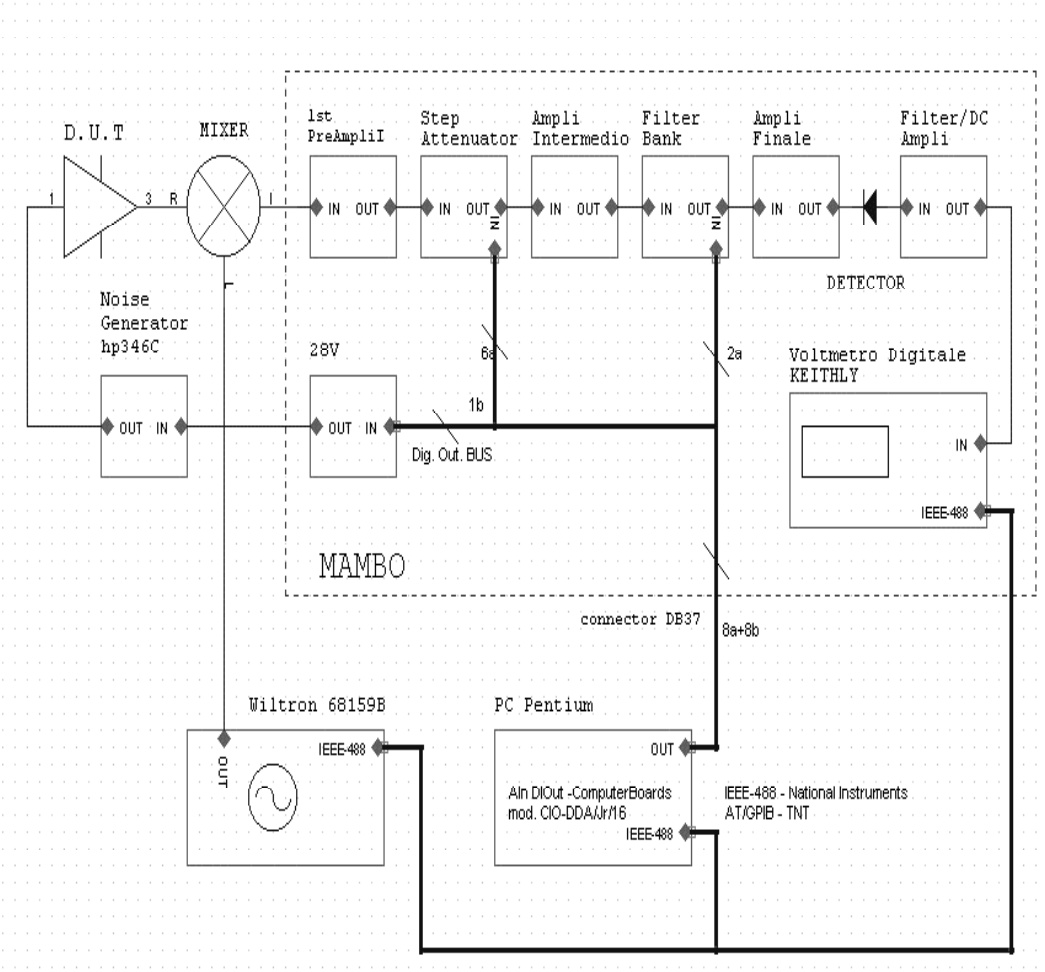


Figura 5.4: Disposizione dei componenti

Il DUT è l'oggetto investigato di cui grazie a mambo vogliamo conoscere la cifra di rumore, il mixer verrà scelto in funzione di quest'ultimo, il resto del sistema è definito e montato su rack. Analizziamo ora le varie parti messe in risalto nello schema a blocchi riguardanti appunto il circuito stampato, entrando nel merito delle funzioni e specifiche di ognuno di tali blocchi.

5.3 Pre-Amplificatore

In alto a sinistra del PCB mostrato in fig. 5.1, troviamo il blocco di preamplificazione costituito dall'ingresso RF, un filtro passa basso che taglia a 160 MHz, un sistema diplexer (C2,R1) atto ad adattare oltre i 160 MHz l'impedenza d'ingresso e l'amplificatore INA 03184 che guadagna 25dB ed ha un'ottima cifra di rumore (2.6dB a 1.5GHz). I condensatori in serie alla linea RF che troveremo da ora in poi, servono per il disaccoppiamento della continua necessaria ad alimentare l'amplificatore tramite un sistema specifico di filtraggio (L-C) e di regolazione corrente (R. Tutti i condensatori che troveremo sono a montaggio superficiale).

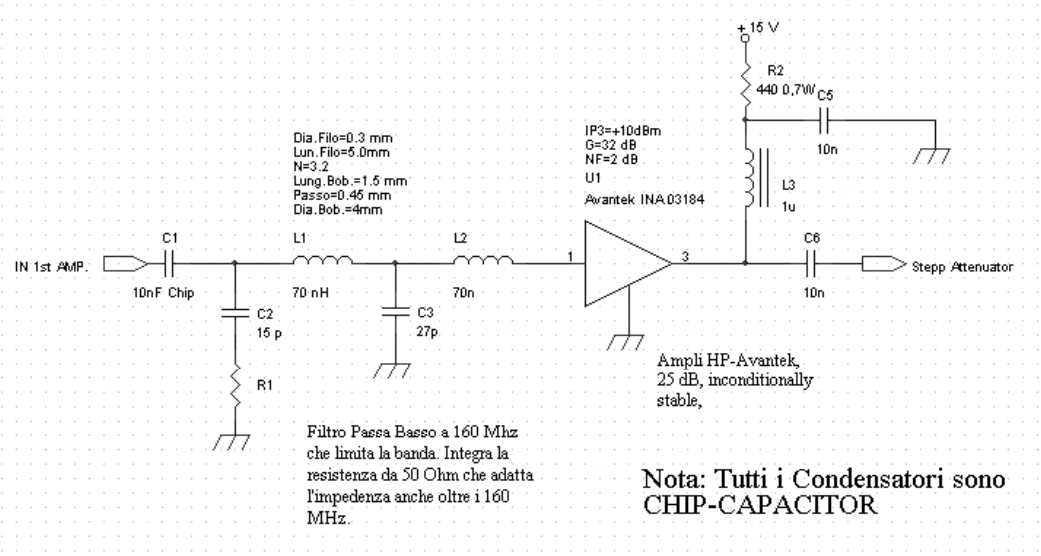


Figura 5.5: Schema elettrico PreAmplificatore

5.4 StepAttenuator

Abbiamo poi il blocco degli attenuatori variabili, costituiti da 6 Relè subminiaturizzati della Teledyne; essi hanno ottime prestazioni di commutazione in RF. Gli step di attenuazione sono stati opportunamente calcolati e realizzati con semplici resistenze SMD in configurazione a "T"; i relè sono comandati dal PC tramite il componente ULN2803 che funge da buffer.

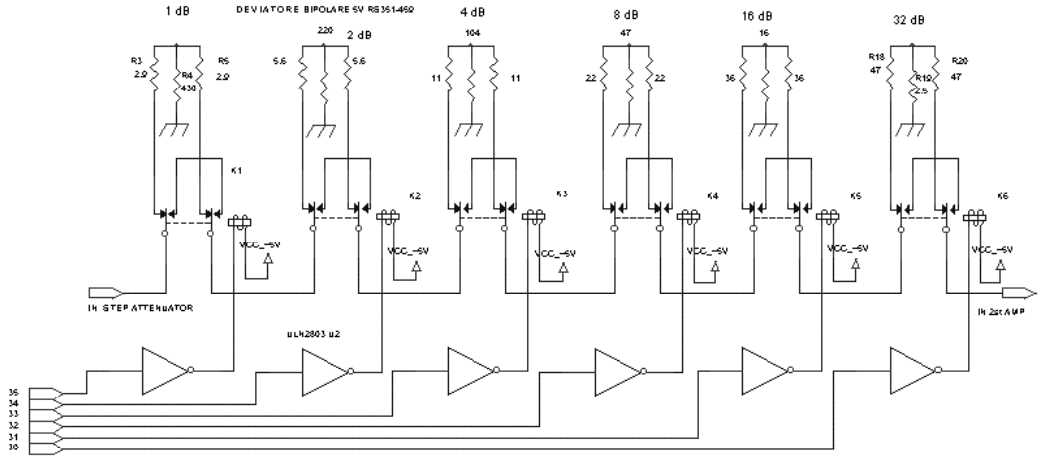


Figura 5.6: Schema StepAttenuator

5.5 Amplificatore Intermedio

Nell'angolo destro del PCB risiede il blocco di Amplificazione intermedia costituito da un tre stadi costruito con MAV-11 che guadagnano 11dB l'uno, hanno una discreta cifra di rumore e soprattutto un ottimo IP3, pari a 30dBm.

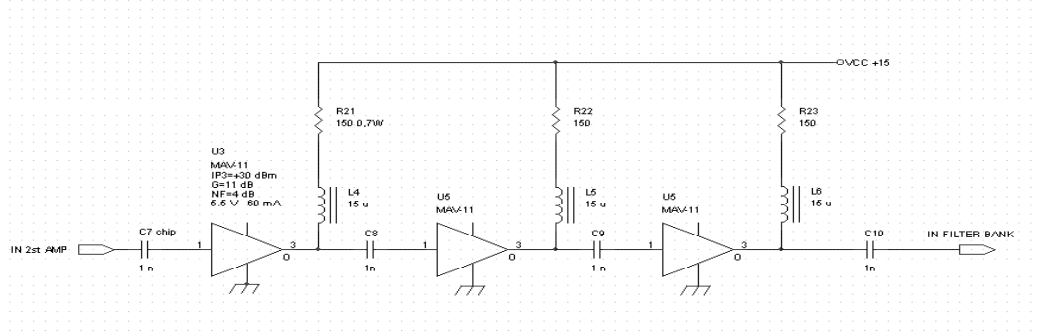


Figura 5.7: Schema Secondo stadio d'amplificazione

5.6 Banco di Filtri

Nella zona centrale possiamo notare le tre linee RF costituite da tre filtri passa banda e, più esattamente in ordine dall'alto al basso, quello "largo" BW=30MHz (13-43MHz), quello "medio" BW=6MHz (3-9MHz) e quello "stretto" BW (1.3-2.8MHz). I tre filtri vengono commutati grazie a due switches GSWA4 allo stato solido della MiniCircuit (offrono alto isolamento e alta velocità di commutazione) funzionanti a coppia che a loro volta sono comandati dal PC tramite due porte di buffer UNL2803 e un integrato di decodifica 74LS139. Infatti, l'esigenza di avere nella stessa porta che va al PC, 6 bit degli attenuatori, più 2 bit del banco dei filtri e poiché il GSWA4 è sprovvisto di decodifica, ha portato l'aggiunta di un integrato (74LS139) per svolgere appunto tale funzione. Nel filtro largo e intermedio sono stati aggiunti attenuatori a "T", opportunamente calcolati per equalizzare il segnale allo scopo di ottenere lo stesso livello di "Total Power" sui tre rami.

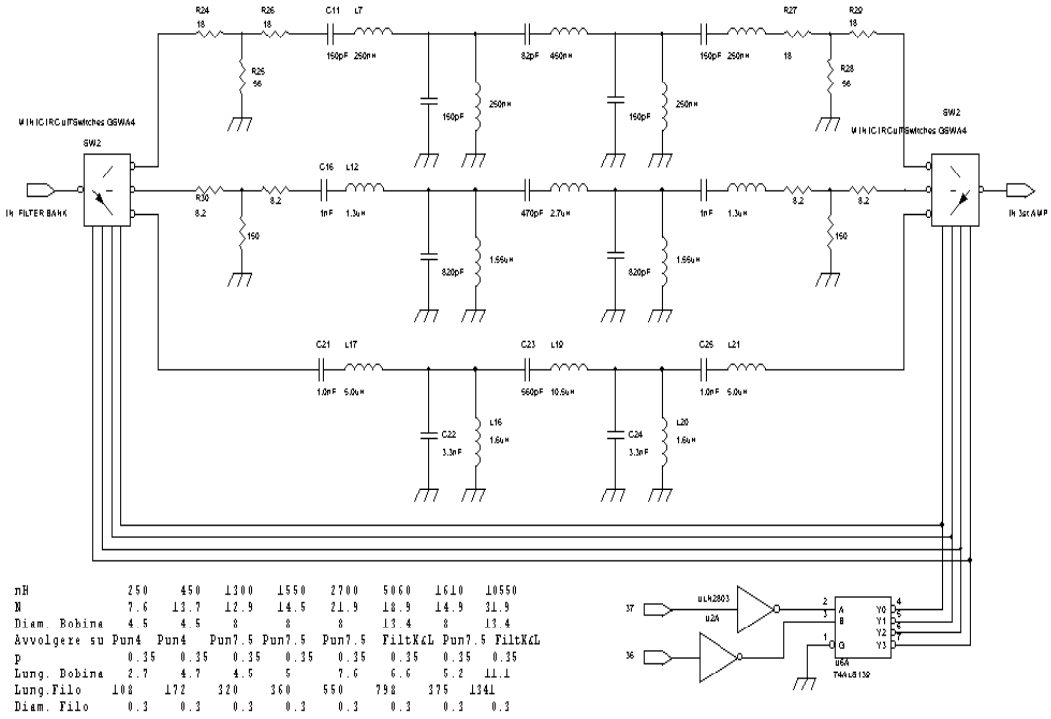


Figura 5.8: Banco di filtri con switch ed adattatori di livello

5.7 AmpliFinale

Seguendo la linea RF troviamo l'ultimo stadio d'amplificazione a due stadi, anch'esso costruito con MAV-11; si va così fuori dal PCB ad un livello di guadagno sufficientemente alto per andare poi al diodo detector

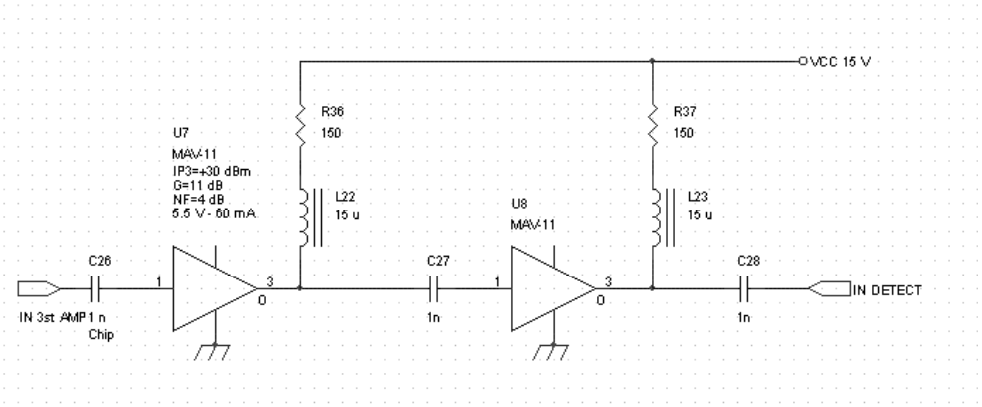


Figura 5.9: AmpliFinale IF

5.8 Filtro Passa Basso e Amplificatore DC

Dopo di che rientriamo nel PCB e andiamo al blocco di amplificazione della DC, costituito da due stadi di filtro passa basso pensati per tagliare la 50Hz e uno di amplificazione in corrente continua. Ci siamo accorti poi che questo sistema è risultato essere troppo instabile in quanto il filtro passa basso ha una piccola deriva che poi successivamente viene amplificata. Quindi è evidente, che per future applicazioni, sarà meglio prima amplificare, e poi integrare.

Per rimediare a quest'inconveniente, per nostra fortuna, abbiamo potuto escludere questo blocco, in quanto ci siamo accorti di non aver bisogno di guadagno, il segnale che entra al voltmetro è sufficientemente alto da permettere una buona lettura. Quindi, riassumendo, non è stato utilizzato questo blocco in quanto superfluo, l'uscita del detector è collegata direttamente al voltmetro digitale tramite un filo twistato (per la continua e le basse frequenze non ha senso usare cavi coassiali, sono molto meglio due cavi uguali attorcigliati).

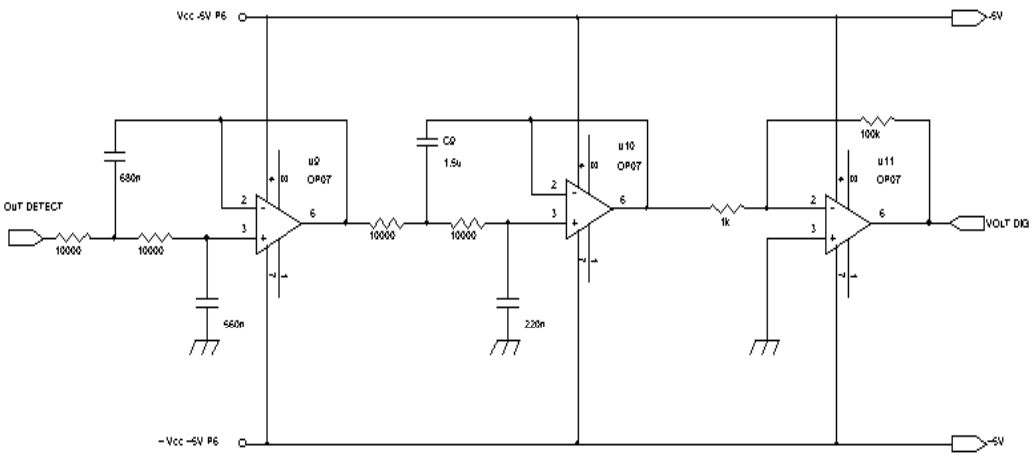


Figura 5.10: Ampli DC e filtro Passa Basso

5.9 Controllo del generatore di rumore

Infine l'ultimo blocco è costituito dall'alimentazione della marca; esso è stato progettato con un DC-DC converter che dalla +5V mi permette di ottenere la 30V e quindi, con due diodi in serie, la 28V. Questo è risultato essere causa di scompensi su tutte le altre alimentazioni, infatti, ogni volta che si alimentava la Marca, tutte le altre alimentazioni diminuivano leggermente ma abbastanza da apprezzarsi. Non c'è quindi rimasto altro che separare l'alimentazione della marca dal resto del circuito inserendo un piccolo alimentatore esterno. Il relè di commutazione è anch'esso comandato da un ULN2803, che come tutte le altre porte del buffer fanno riferimento al connettore P5 a vaschetta DB37, collegato alla scheda del PC, CIO-DDA/Jr/16. Le rimanenti porte sono disponibili al connettore P6 sul PCB per possibili futuri utilizzi. La marca, oltre che dal PC, è possibile comandarla remotamente tramite un interruttore connesso al pannello tramite P9, un LED poi segnalerà lo stato on-off.

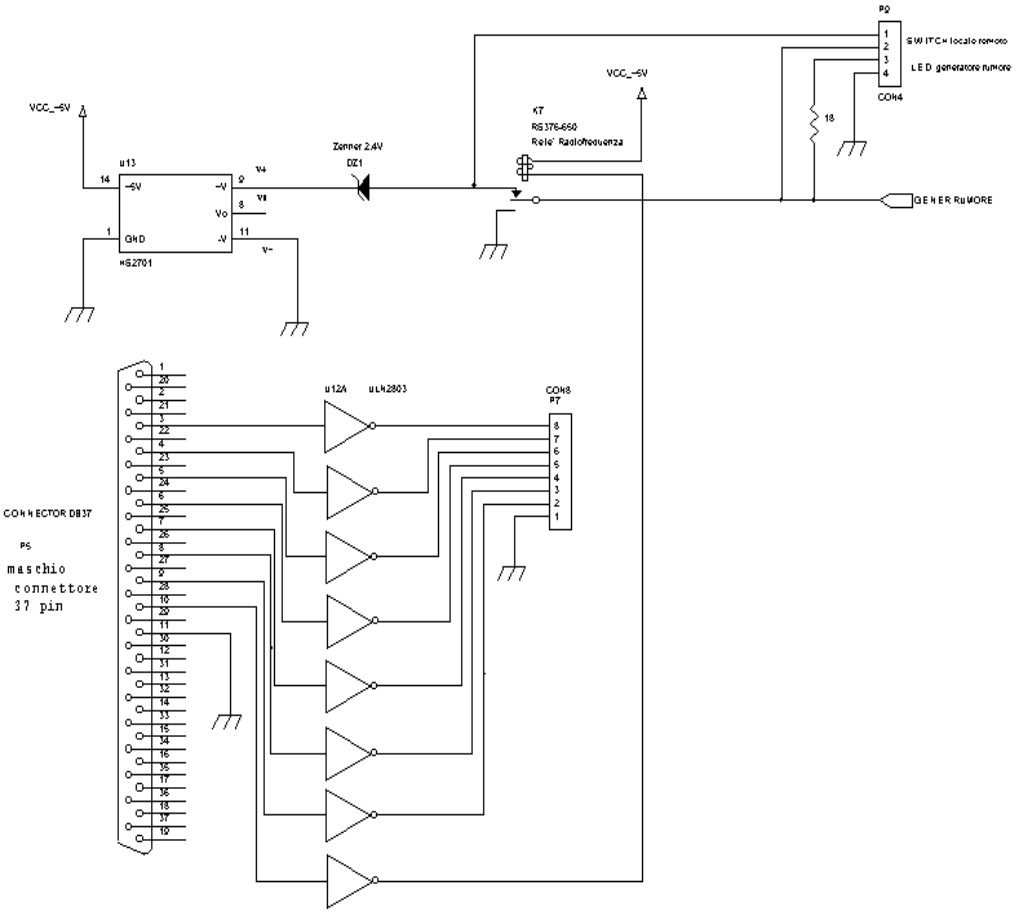


Figura 5.11: Controllo On/Off del generatore di rumore

5.10 Alimentazioni

Il connettore P6 collega la scheda a un alimentatore esterno della POWER-ONE® model HTAA-16W-A, opportunamente configurato (mettere jumper per avere la -5 al posto della -15) per ottenere la +5,-5 e la 15V Le alimentazioni sono filtrate dai componenti DS1, DS3 e DS4 (filtri L-C a "T" della Murata) e in precedenza da un filtro a paratia per la 220V che alimenta l'intero sistema.

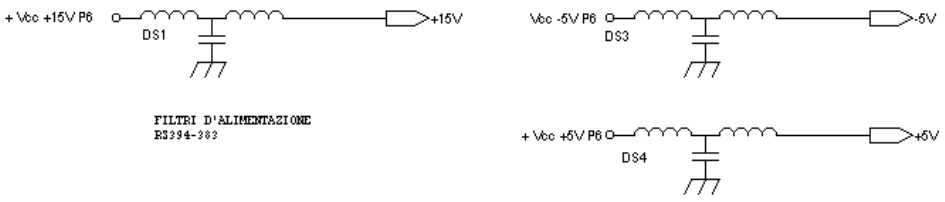


Figura 5.12: Schema dei filtri di alimentazione

5.11 Lista Componenti

Quantità	Numerazione componenti	Valore
3	C1,C5,C6	10nF
5	C2,C4,C8,C13,C14	15pF
1	C3	27pF
11	C7,C8,C9,C10,C16,C21,C22,C25,C26,C27,C28	1nF
1	C9	1.5uF
1	C10	680nF
1	C11	560nF
4	C11,C17,C18,C19	150pF
1	C12	220nF
1	C16	82pF
1	C21	470pF
2	C22,C24	3.3nF
2	C23,C24	820pF
1	C23	560pF
3	DS1,DS3,DS4	70nF
5	L1,L2,L6,L8,L10	70nF
1	DZ1	Zener 2.4V
6	K1,K2,K3,K4,K5,K6	DEVIATORE BIPOLARE 5VRS351-459
2	SW1,SW2	MINICIRCUIT Switches GSWA4
1	K7	Rele' Radiofrequenza
1	L3	1uH
5	L4,L5,L6,L22,L23	15 uH
4[1]	L7,L13,L14,L15	250 nH
1[1]	L12	450nH
2	L12,L18	1.3uH
2	L16,L20	1.6uH
1	L17	2.7uH
2	L17,L21	5.0uH
1	L19	10.5uH
2	L19,L20	1.55uH
1	P5	CONNECTOR DB37
1	P7	CON8
1	P9	CON4
1	R1	50
1	R2	270
1	R2,R43	100k
2	R3,R5	2.9
1	R4	430
4	R6,R8	5.6
2	R9,R11	11
2	R10	104
5	R12,R14	22
2	R13	47
1	R15,R17	36
4	R18,R20	47

[1]Induttanze assemblate a mano costruendo bobine secondo predefiniti dati tecnici di costruzione.

Quantità	Numerazione componenti	Valore
1	R16	16
3	R19	2.5
7	R21,R22,R23,R36,R37	150
1	R24,R26,R27,R29	18
2	R28,R25	56
4	R30,R32,R33,R35	8.2
2	R31,R34	150
4	R38,R39,R40,R41	10K
1	R42	1K
1	U1	Avantek INA 02184
3	U2,U12	ULN2803
4	U3,U5,U7,U8	MAV-11
1	U6	74ALS139
3	U9,U10,U11	OP07
1	U13	HS2701

5.12 Descrizione assemblaggio contenitore M.A.M.BO per rack

Il circuito stampato di dimensioni 226x134mm è stato collocato sulla parte sinistra all'interno del contenitore, mentre il voltmetro digitale, che appare sul pannello frontale, si trova sul lato destro. L'alimentatore +5-5+15V è situato subito dietro al PCB, mentre quello della marca è fissato internamente sul pannello posteriore. Il detector è stato invece opportunamente termostatato con polistirolo e fissato su un supporto sotto al PCB. Il contenitore è un 19 pollici a 2 unità ed è perfettamente compatibile con il rack di laboratorio, il pannello anteriore d'alluminio è stato serigrafato e lavorato alla fresa dalla ditta "Timbrificio Lampo".

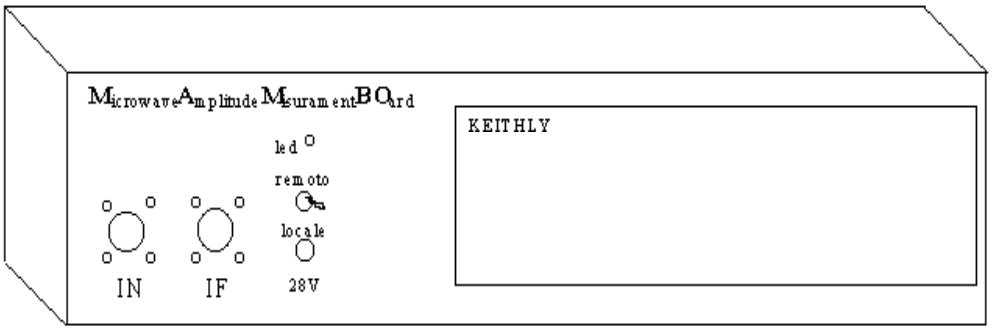


Figura 5.13: Forma del pannello frontale

I connettori IN e IF (attualmente IF non è collegato per mancanza di uno splitter che permette il prelievo del segnale) sono di tipo N, mentre il connettore della Marca è un BNC. Inizialmente si è pensato di usare, per esempio nei collegamenti "interni" da pannello a PCB, comodi cavetti SMB; ciò ha provocato notevoli disagi in fase di collaudo in quanto oltre alle pessime caratteristiche, presentano anche scarsa affidabilità di contatto. Sono quindi stati sostituiti i connettori SMB da PCB con SMA aventi stesso passo dei pin.

Nel lato posteriore troviamo ovviamente la spina della 220V per l'alimentazione degli alimentatori e del voltmetro digitale; il connettore a pannello DB37 a vaschetta, che sarà collegato al PC (precisamente alla scheda CIO-DDA/Jr/16); il connettore a paratia per la IEEE-488 che andrà al PC e al generatore di segnale Wiltron 68159B e un connettore, d'ingressi analogici, che andrà al voltmetro, per successive altre applicazioni.

Capitolo 6

Il software di gestione

Il programma che controlla le operazioni del MAMBO, è stato scritto con il linguaggio di programmazione grafico della National Instruments, Labview versione 4.1.

Questo linguaggio si presta molto bene alla scrittura di programmi per la gestione di strumenti da laboratorio, poichè esistono già pronti i driver per un gran numero di strumenti. Una delle particolarità di questo linguaggio, è che il programma non viene scritto con righe di codice come nei linguaggi tradizionali, ma utilizzando degli strumenti grafici.

Lo schema a blocchi del programma è quello presentato nella figura 6.1.

Dalla figura si può vedere che il programma è sostanzialmente diviso in due parti, quella in cui si effettua la calibrazione del sistema e quella di misura.

Dalla finestra del programma (vedi fig:6.2), è possibile selezionare la F_{low}, la frequenza minima (GHz), la F_{high} frequenza massima (GHz), e il numero di step fra questi due valori, che determinano la finezza della finestra di frequenza. Sempre sul generatore di segnali, si può impostare il livello di potenza del segnale RF del Wiltron (dBm) che verrà utilizzato nella misura.

Gli altri parametri di input della finestra del programma, che servono a settare il sistema, sono:

1. Valore di attenuazione del MAMBO (0-63 dB), al fine di mantenere nella zona di linearità il detector;

2. Il valore della temperatura ambiente, che viene utilizzata nel calcolo della T_h;

3. Tasto di scelta della fase di misura o di calibrazione, occorre fare attenzione a selezionare la giusta fase, poichè in calibrazione i dati vengono salvati su un file e sono successivamente utilizzati in fase di misura;

4. Variabili di importanza minore per l'utilizzatore ma fondamentali per il buon funzionamento sono: il delay (tempo di attesa tra una acquisizione e la successiva), il livello di potenza RF, gli indirizzi IEEE-488, le variabili di impostazione degli strumenti ecc;

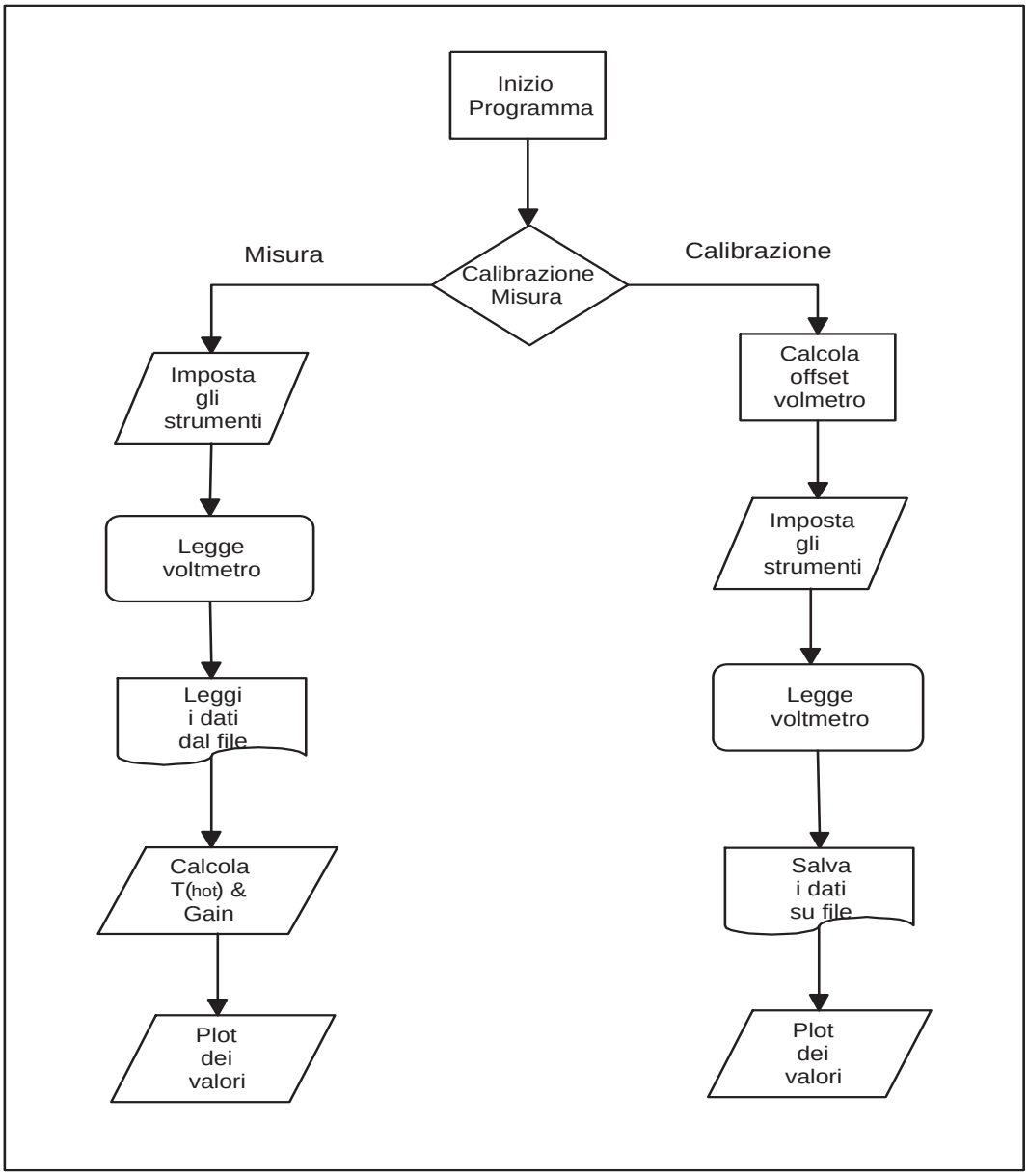


Figura 6.1: Schema del software

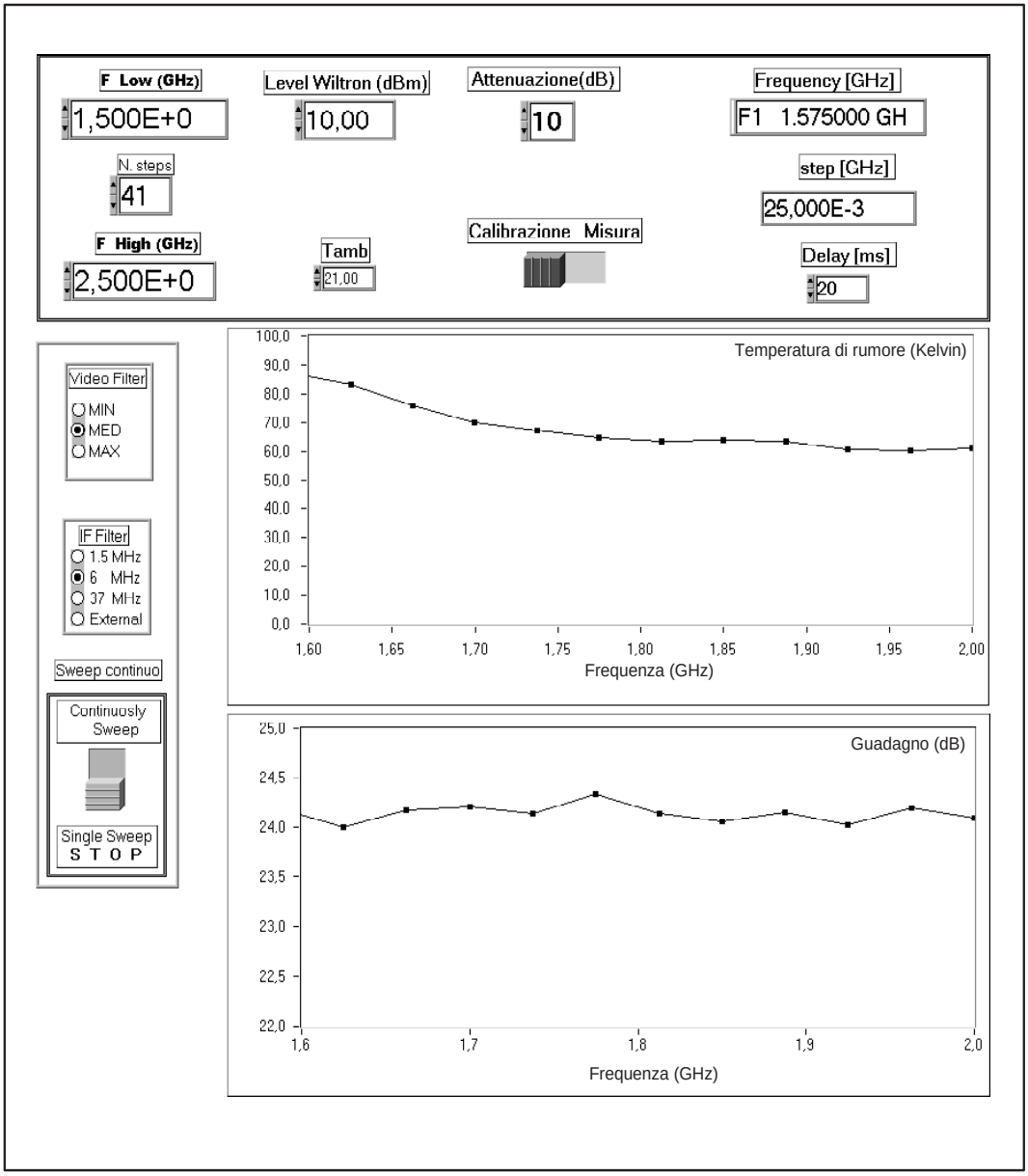


Figura 6.2: Pannello di controllo del programma MAMBO

5. IF Filter, sempre interni al MAMBO, per selezionare la larghezza della finestra IF (i valori possibili sono: 1.5, 6, 37 MHz o external);

6. Video Filter, con i quali si modifica il valore della costante di tempo del filtro passa basso contenuto all' interno del Voltmetro. I valori possibili sono: 67 msec, 270 msec, 670 msec;

7. Continuosly Sweep o Single Sweep; con questo bottone, si ha la possibilita' di far girare il programma una sola volta, oppure un numero indefinito di volte;

I parametri restituiti dal programma sono:

1. Il valore della frequenza che si sta processando;

2. Il valore dello step in GHz;

3. I due grafici nei quali vengono plottati i valori di temperatura di rumore e di guadagno;

Come si può vedere dallo schema del programma, il blocco principale risulta contenuto in un ciclo *While*, che permette di far girare tutto il programma un numero indefinito di volte, oppure una volta sola.

All'interno di questo ciclo, vi è un ciclo *For*, che viene eseguito per un numero di volte pari alla differenza tra la F_{high} e la F_{low}, diviso il n^o di steps impostato, che corrisponde al minimo incremento in frequenza.

Durante la fase di calibrazione, prima di entrare nel ciclo *For*, viene calcolato l'offset del voltmetro.

Esso viene eseguito dal ciclo *Case* a sinistra del diagramma, nella posizione *false*.

Notare che questo ciclo è legato all'altro *Case* al centro, che seleziona tra la fase di calibrazione o di misura, poiche' il calcolo dell'offset avviene solo nella prima fase.

Durante il calcolo dell'offset, si hanno le seguenti impostazioni:

1. Attenuatori del MAMBO al loro massimo valore (63 dB);

2. Segnale del Wiltron off;

3. Acquisizione del valore di tensione di offset del voltmetro, che verrà poi sottratto dai valori misurati;

La fase successiva è quella di reimpostazione degli strumenti, ripristino del segnale del Wiltron con impostazione della potenza e della frequenza desiderate, impostazione del guadagno e degli attenuatori del MAMBO.

Dentro il ciclo *For*, avviene l'acquisizione dei valori e il calcolo della temperatura di rumore. Per ogni valore di frequenza impostato, il programma effettua le seguenti operazioni:

1. impostazione dela frequenza del generatore;

2. introduzione di opportuno ritardo tra le operazioni;

3. accensione della marca on e lettura del voltmetro;

4. stesso procedimento con la marca off;

Tutte queste operazioni sono svolte all'interno del ciclo *Sequence*, indicato nella figura 6.3 e contenuto nel ciclo *For*.

I valori di tensione uscenti dal *For*, vanno poi salavti su file nel ciclo *Case* a destra del diagramma.

Il blocco principale del programma rimane lo stesso sia in fase di calibrazione che in fase di misura.

In fase di misura, vengono calcolate la temperatura di rumore ed il guadagno utilizzando i dati salvati su file durante la calibrazione. Queste operazioni sono eseguite dal ciclo *Case* posto in basso al centro del diagramma. Quì vengono utilizzati i dati salvati su file e quelli calcolati in fase di misura. In uscita da questo ciclo, abbiamo infine i grafici del guadagno e della temperatura di rumore, calcolati utilizzando le eq. 3.9 e 3.12.

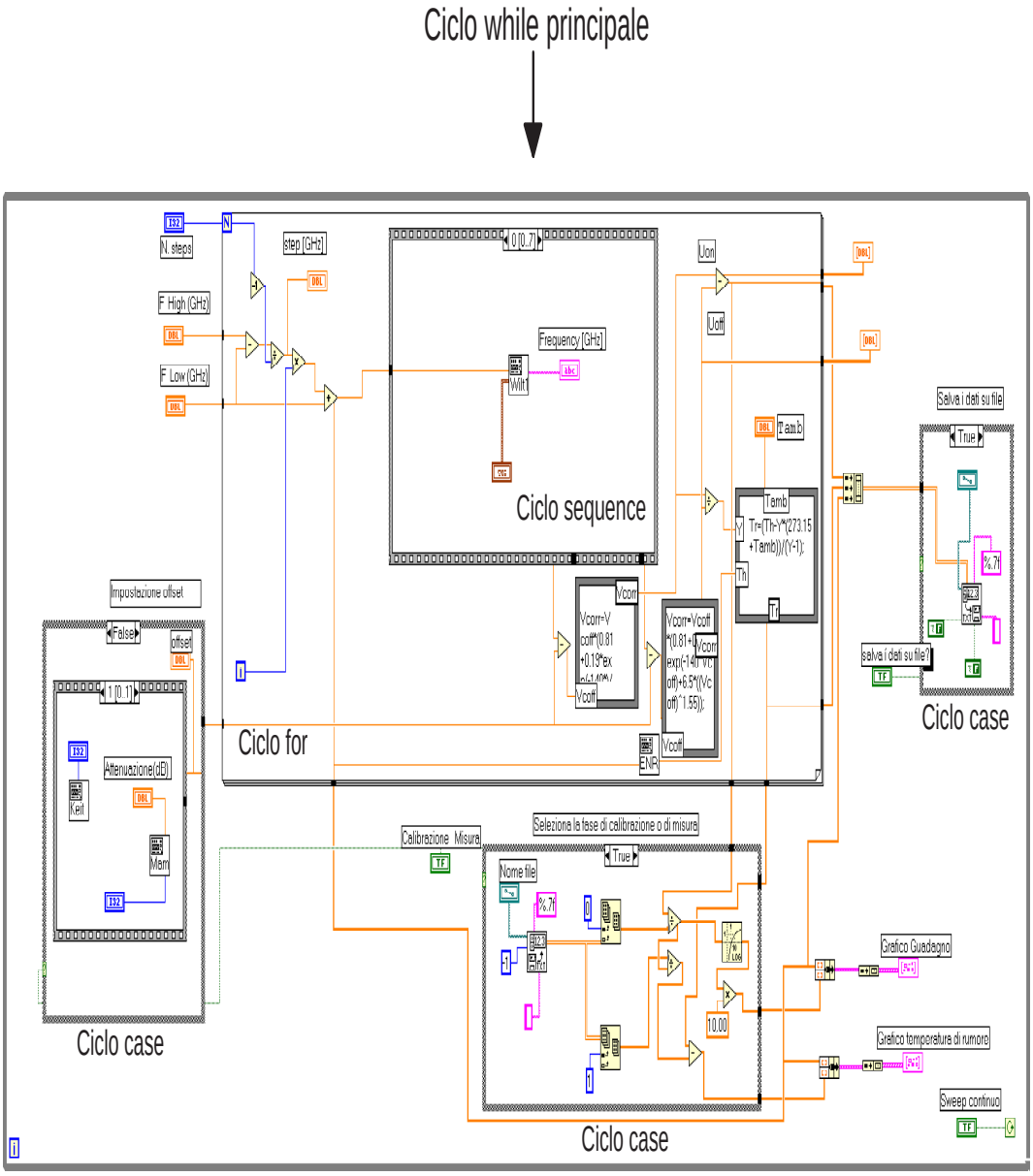


Figura 6.3: Pannello di controllo del programma MAMBO

Bibliografia

[1] W. W. Mumford, E. H. Schelbe. *Noise Performance Factors in Communication System.* Horizon House - Microwave, Inc. 1968

[2] Bronzi. *Linee di Trasmissione ed Antenne* ED. ?? Anno ?

[3] G. Tomassetti *Prontuario (Verde) delle formule del rumore Radiotelescopio di Medicina*

[4] Karel Jiricka and Sergio Mariotti *A System for Gain and Noise Measurement of Microwave Pre-Amplifiers.* Work supported by the grant No. A3003707 of GA AVCR.

[5] Hewlett Packard Application Note No. 57/1 *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurement*

[6] Hewlett Packard Application Note No. 57/2 *Noise Figure Measurement Accuracy*

[7] Hewlett Packard Product Note 8970B/S-2 *Application of Operation of HP8970B*

[8] 8. Hewlett Packard Application Note No.64-1A *Fundamentals of RF and Microwave Power Measurement*