

V CAPITOLO

AMPLIFICATORE DI CORRENTE

Il progetto di un front end presuppone, evidentemente, la conoscenza del tipo di segnali da trattare: si è già visto l'andamento teorico per il segnale in corrente esprimibile, per la parte iniziale che ci interessa, come:

$$i(t) = \frac{k}{t + t_0}.$$

In realtà il segnale reale potrà essere abbastanza diverso per vari motivi come si è già detto nel secondo capitolo trattando dei rivelatori a gas:

- il segnale è dato dalla sovrapposizione di quelli dovuti ai singoli elettroni;
- ci sarà un tempo di salita diverso da zero;
- in generale, oltre al segnale principale, ci potranno essere altri segnali secondari sovrapposti (riflessioni del tubo, fotoni di feedback, eventi quasi simultanei, ecc.).

Vogliamo perciò rilevare sperimentalmente il tipo di segnali prodotti dalla camera: data la piccola carica in gioco non è possibile utilizzare direttamente un oscilloscopio, si rende così necessario costruire un amplificatore di corrente.

Più esattamente abbiamo realizzato 4 amplificatori per poter visualizzare contemporaneamente 4 fili della camera, montati su un apposito supporto simile alle schede degli ASD8 per le quali la testata era già predisposta; in questo capitolo ne saranno descritte le caratteristiche sia con simulazioni al calcolatore che con prove su banco.

V.1 PROGETTO DEL CIRCUITO

Fissiamo innanzitutto i requisiti necessari all'amplificatore:

- transresistenza di alcuni $K\Omega$;
- larghezza di banda ampia;
- basso rumore;
- uscita adatta a pilotare un cavo coassiale da 50Ω .

Il primo punto deriva da un semplice calcolo sull'ampiezza dei segnali attesi: una traccia di una mip perpendicolare alla camera rilascia circa 38 coppie (lo strato attivo effettivo è di circa 0.4 cm e per l'argon una mip dà 94 coppie al cm), supponendo una

moltiplicazione di 10^5 dalla formula che fornisce la corrente massima si ottiene il valore di circa $10 \mu\text{A}$:

$$i_{\max} = i(0) = -\frac{QC}{4p e_0 t_0},$$

dove Q è la carica totale generata, C la capacità per unità di lunghezza e t_0 vale nel nostro caso circa 5 ns (il calcolo verrà fatto nel capitolo 8).

Il secondo punto è evidente se non si vuole degradare la forma dei segnali, in particolar modo il fronte iniziale.

La richiesta del basso rumore deriva dal calcolo fatto sopra sull'ampiezza dei segnali: con un rumore troppo alto si rischia di non vedere i segnali più piccoli.

Infine per registrare i segnali prodotti sarà necessario portarli con un cavo coassiale ad un oscilloscopio e questo richiede la capacità di pilotare impedenze di 50Ω .

V.1.1 Amplificatore con feedback parallelo-parallelo

Lo schema generale di un amplificatore con feedback è mostrato in Figura V.1: S_s ed S_o sono rispettivamente i segnali di ingresso e uscita, S_{fb} il segnale di controreazione ed S_i il segnale di ingresso dell'amplificatore di base ottenuto sottraendo S_{fb} da S_s .

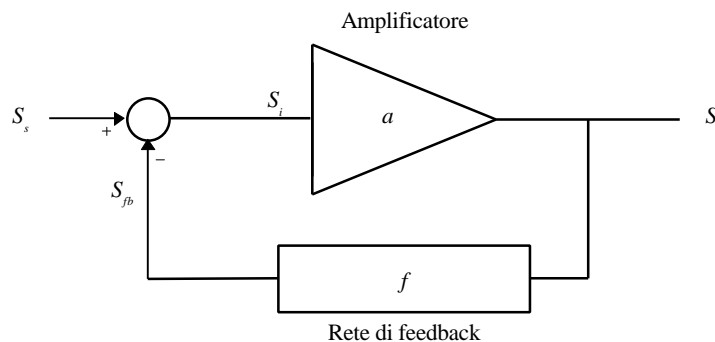


Figura V.1: schema generale di una rete di feedback.

Con semplici passaggi si ottiene la relazione che lega il guadagno dell'amplificatore con feedback A (detto *guadagno ad anello chiuso*) con il guadagno dell'amplificatore di base a (detto *guadagno ad anello aperto*):

$$\frac{S_o}{S_s} = A = \frac{a}{1+af} = \frac{a}{1+T},$$

dove nell'ultima espressione è stato introdotto il *guadagno di anello*, T .

Quando il guadagno d'anello T è molto grande, A dipende solo dalla rete di feedback e non dal guadagno dell'amplificatore di base; considereremo sempre feedback negativo ossia con T positivo.

Fra le possibili configurazioni di feedback ci interessa quella mostrata in Figura V.2, detta retroazione parallelo-parallelo: la rete di feedback riporta in ingresso una corrente proporzionale alla tensione di uscita, per questo è più comodo considerare che anche lo stimolo sia una corrente, l'amplificatore di base è allora un amplificatore di transresistenza.

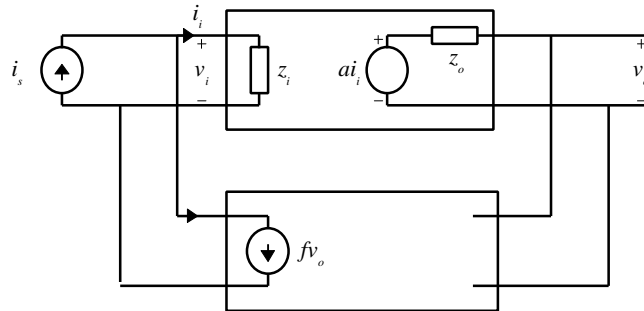


Figura V.2: feedback parallelo-parallelo.

Valgono le relazioni:

$$A = \frac{a}{1 + af}$$

$$Z_i = \frac{z_i}{1 + T}$$

$$Z_o = \frac{z_o}{1 + T}$$

sia l'impedenza di ingresso che di uscita sono diminuite, quindi la retroazione parallelo-parallelo rende l'amplificatore un buon amplificatore di transresistenza.

Il feedback può rendere instabile un amplificatore di base stabile, ricordiamo allora uno dei criteri di stabilità per gli amplificatori reazionati:

“ un amplificatore è instabile se $|T(j\omega)| > 1$ alla frequenza per cui $\text{ph}T(j\omega) = -180^\circ$ ”;

che dice semplicemente che un amplificatore è instabile se il segnale di uscita viene riportato all'ingresso in fase con l'ingresso stesso e amplificazione maggiore di 1: un qualsiasi disturbo porterebbe all'autooscillazione del circuito in corrispondenza alla frequenza per la quale è verificata la condizione detta.

V.1.1.1 Rete di feedback costituita da un'unica impedenza

In questo caso l'analisi si può fare più facilmente utilizzando il teorema di Miller che permette di rappresentare l'amplificatore con feedback con un circuito equivalente costituito sostanzialmente dall'amplificatore di base con l'aggiunta di opportune impedenze all'ingresso e all'uscita.

Nella Figura V.3 è mostrata tale corrispondenza; da notare che le posizioni fatte sono esatte per Z_o nulla, altrimenti non è lecito prendere il b come guadagno.

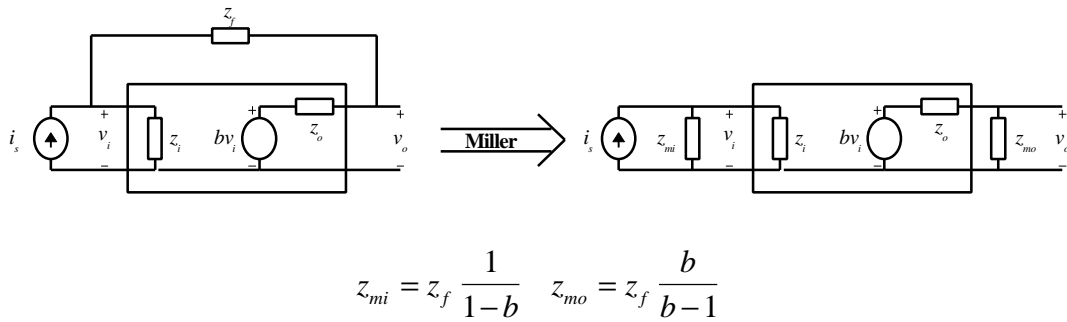


Figura V.3: utilizzo del teorema di Miller in un amplificatore con feedback.

V.1.2 Il circuito cascode

Il circuito costituito da due transistor nel quale il primo è in configurazione ad emettitore comune ed il secondo in base comune è detto *cascode*; in Figura V.4 ne è mostrato lo schema con transistor npn mentre nella Figura V.5 viene mostrato il circuito equivalente ai piccoli segnali semplificato, sono state trascurate ad esempio le resistenze di base dei transistor.

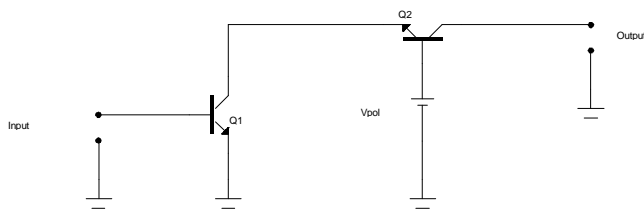


Figura V.4: schema dell'amplificatore cascode.

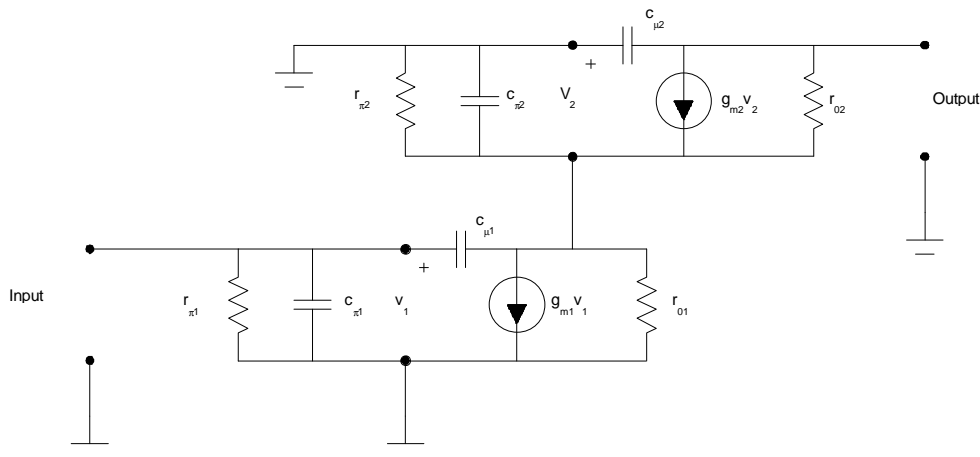


Figura V.5: circuito equivalente ai piccoli segnali del cascode.

Le caratteristiche principali di questo circuito sono l'ottima risposta in frequenza e l'alta impedenza di uscita per cui viene molto utilizzato in amplificatori a larga banda e come generatore di corrente nei circuiti integrati.

V.1.2.1 Caratteristiche a bassa frequenza

Vogliamo determinare impedenza di ingresso, impedenza di uscita e guadagno dell'amplificatore; ci basiamo sul circuito equivalente di Figura V.5.

Si vede subito che la resistenza di ingresso è semplicemente la r_p di Q_1 . La resistenza di uscita si può determinare cortocircuitando l'ingresso e applicando uno stimolo all'uscita, si ottiene lo stesso circuito equivalente della configurazione ad emettitore comune con degenerazione di emettitore costituita dalla r_o di Q_1 :

$$R_o = r_{o2} \frac{1 + g_{m2} r_{o1}}{1 + \frac{g_{m2} r_{o1}}{b_2}},$$

considerati gli ordini di grandezza dei vari termini che compaiono nella formula si ottiene che la resistenza di uscita è $b_2 r_{o2}$.

Poiché il guadagno di corrente di Q_2 è praticamente 1, la transconduttanza dello stadio è data dalla transconduttanza di Q_1 .

V.1.2.2 Risposta in frequenza

La notevole larghezza di banda del cascode è dovuta al fatto che il carico dell'emettitore comune è costituito dalla bassissima impedenza di ingresso dello stadio a base comune:

$$R_{i,Q2} = \frac{1}{g_{m2}} + \frac{r_{b2}}{b_2 + 1},$$

praticamente approssimabile a $1/g_{m2}$ che implica un guadagno di tensione per Q_1 unitario; da ciò il minimo effetto Miller sulla capacità c_{ml} . Poiché lo stadio a base comune ha una larghezza di banda estesa, il cascode ha un ottimo comportamento in frequenza rispetto al singolo stadio di emettitore comune, specie per resistenze di carico elevate (sullo stadio a base comune di uscita non c'è effetto Miller, manca infatti la capacità tra collettore ed emettitore).

V.1.3 Descrizione del circuito realizzato

Lo schema del circuito realizzato è mostrato in Figura V.6, ad esso si fa riferimento nella descrizione che segue.

Lo stadio di ingresso è costituito da un cascode (transistor Q_1 e Q_2), scelto per la sua ottima risposta in frequenza, con carico attivo costituito dai due transistor pnp Q_4 e Q_5

mentre lo stadio di uscita è l'emitter follower Q_3 che disaccoppia il nodo di alta impedenza **3** dall'uscita.

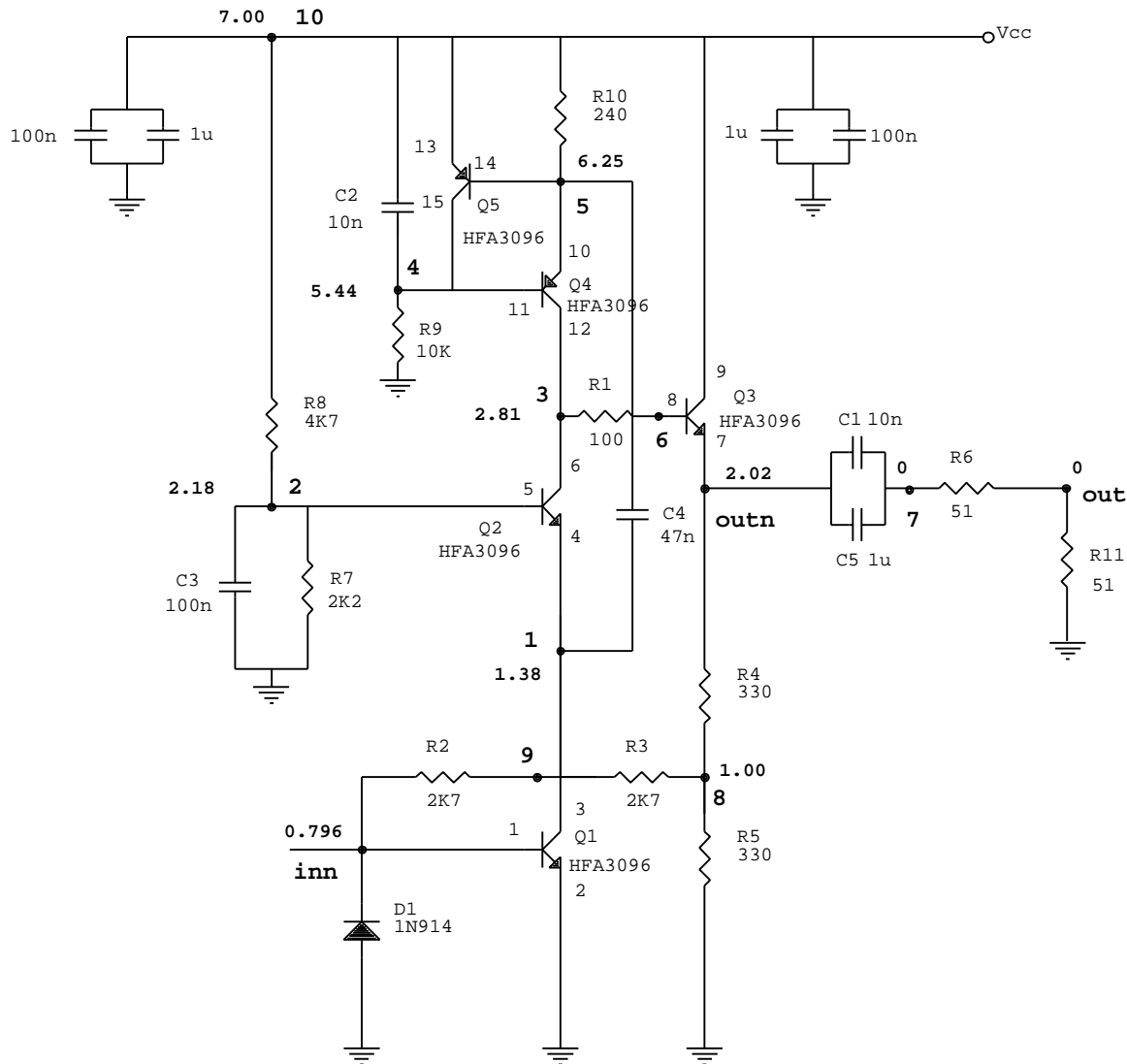


Figura V.6: circuito dell'amplificatore di corrente con in neretto le tensioni dei punti di lavoro calcolati con HSPICE.

Come abbiamo detto il carico di Q_2 è fornito dalla coppia Q_4 e Q_5 , Q_5 costituisce una rete di feedback tra il nodo **5** e quello di ingresso **4**: il transistor riporta all'ingresso una corrente proporzionale, secondo $g_{mQ_5} \cdot R_{10}$, alla corrente di collettore di Q_4 contribuendo ad aumentare la resistenza del carico attivo.

La corrente di collettore dei transistor è stata scelta a 3 mA: per Q_1 , Q_2 e Q_4 dipende dalla resistenza R_{10} ai cui capi c'è una caduta di diodo (e ciò rende stabile la corrente indipendentemente dalla tensione di alimentazione), per Q_3 dipende dalla serie di R_4 ed R_5 ; la scelta dei punti di lavoro è stata fatta considerando che l'amplificatore deve trattare solo segnali negativi.

L'amplificatore ha un feedback parallelo-parallelo che, come abbiamo visto, idealizza un amplificatore di transresistenza; per motivi di polarizzazione il feedback è fatto tra ingresso **inn** e nodo **8** che corrisponde a metà della tensione del nodo **outn**: la resistenza effettiva di feedback è moltiplicata per 2.

In realtà nel calcolo di questa resistenza bisogna considerare l'impedenza di ingresso dell'amplificatore e quella di uscita, si ottiene il valore di 12.6 K Ω considerando per Z_i il valore di 700 Ω (Figura V.7).

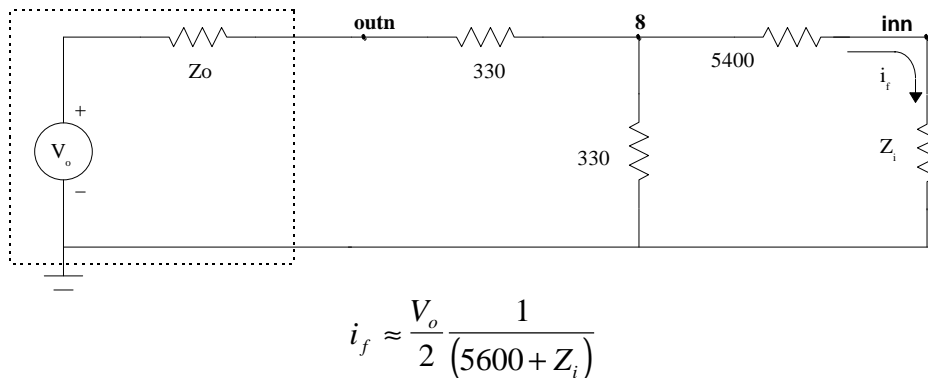


Figura V.7: circuito equivalente per la rete di feedback.

La suddivisione della resistenza di feedback in due resistenze serve a diminuire la capacità parassita dei componenti che si andrebbe ad aggiungere in parallelo alla rete di feedback limitando la larghezza di banda dell'amplificatore.

La capacità da 47 nF, il cui valore ottimale è stato scelto provando il circuito, ha la funzione di velocizzare la risposta di Q_4 : la coppia Q_1 e Q_4 si può vedere come un folded cascode. Le due capacità C_2 e C_3 mantengono a massa le basi dei rispettivi transistor per i segnali, questo annulla il rumore di corrente dovuto alla resistenza e alla corrente di base.

All'uscita di Q_3 c'è una capacità di disaccoppiamento con in serie una resistenza da 51 Ω per adattare l'uscita ad un cavo coassiale, la resistenza R_{I1} rappresenta appunto la sua resistenza caratteristica: il nodo **out** è quello che fornisce la reale transresistenza dell'amplificatore.

Il diodo D_1 posto all'ingresso è di protezione per evitare la rottura della giunzione base-emettitore di Q_1 per tensioni negative superiori a quella di breakdown.

V.1.4 Componenti utilizzati

Per minimizzare le lunghezze dei collegamenti e quindi migliorare il comportamento alle alte frequenze è stato scelto l'integrato HFA3096 (Ultra High Frequency) della HARRIS costituito da tre transistor npn e da due pnp su un unico substrato monolitico e fra loro isolati: i parametri principali sono riportati in Tabella V.1.

L'alta f_T ed il basso rumore rende questi transistor adatti per amplificatori ad alta frequenza e basso rumore. La costruzione monolitica conferisce inoltre un ottimo matching termico ed elettrico ai 5 transistor.

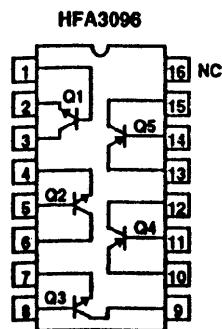


Figura V.8: pinouts dell'integrato.

Tabella V.1

| Parametro | npn | pnp |
|-------------|-----|-----|
| f_T (GHz) | 8 | 5.5 |
| h_{FE} | 70 | 40 |
| V_A (V) | 50 | 25 |

In base alla Tabella V.1 abbiamo calcolato i parametri principali del circuito equivalente ai piccoli segnali per i due tipi di transistor, sono riportati nella Tabella V.2 che segue.

Tabella V.2

| $I_c=3 \text{ mA}$ | $g_m = \frac{qI_c}{kT}$ | $r_p = \frac{b}{g_m}$ | $r_o = \frac{V_A}{I_c}$ |
|--------------------|-------------------------|-----------------------|-------------------------|
| npn | 110 mA/V | 636 Ω | 16.7 K Ω |
| pnp | 110 mA/V | 364 Ω | 8.3 K Ω |

Resistenze e condensatori sono tutti di tipo SMD per avere le migliori prestazioni in frequenza, con tolleranza dell'1% per le prime e del 5% per i secondi.

V.1.5 Montaggio

L'amplificatore è stato montato su un circuito stampato di 23 mm per 27 mm con fondo in rame connesso al piano di massa superiore con vari fori stagnati, visibile nella Figura V.9 della pagina seguente. Il layout è stato particolarmente curato minimizzando la lunghezza dei collegamenti nei punti critici di alta impedenza (realizzato da L. Castellani presso il Laboratorio di Elettronica del dipartimento).

Su un lato del circuito sono stati saldati dei pin per l'inserimento nella scheda di supporto che provvedono al fissaggio, alle alimentazioni e all'ingresso e uscita dei segnali.

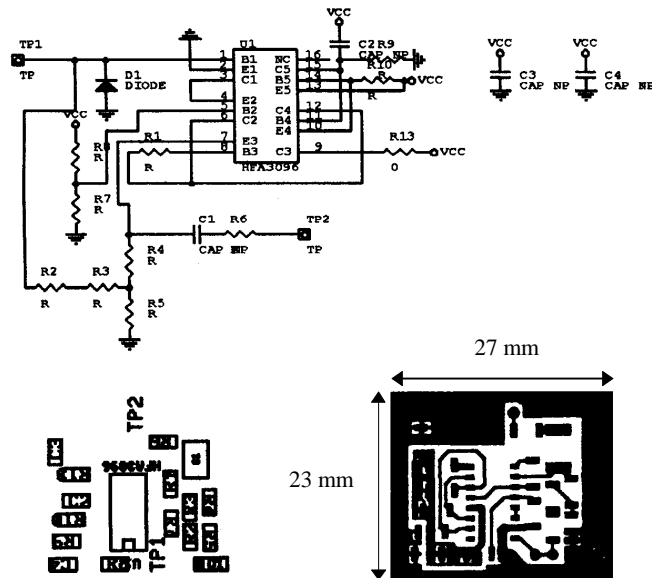


Figura V.9: schedina dell'amplificatore e layout dei componenti.

V.2 SCHEDA DI SUPPORTO DEGLI AMPLIFICATORI

Per poter utilizzare gli amplificatori sulla camera è stata realizzata una scheda di supporto che va ad inserirsi nelle schede poste sul fondo del box di alluminio (che chiude la testata lato segnali) già predisposte per alloggiare le schedine degli ASD8 (vedi Figura V.10).

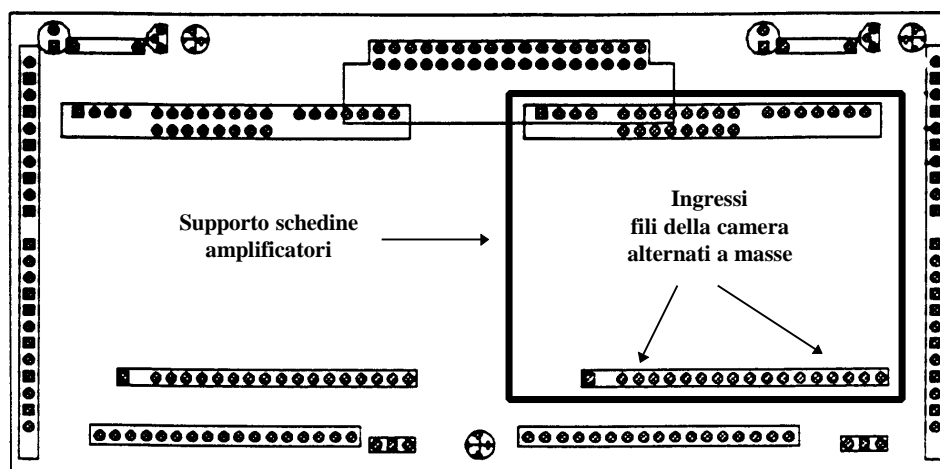


Figura V.10: schede di supporto per i moduli degli ASD8 fissate sul fondo del box di alluminio che chiude la testata della camera.

La scheda che si può vedere in dettaglio in Figura V.11 è stata ottenuta ritagliandola da una scheda millefori, consente l'utilizzo di 4 canali e provvede alle necessarie alimentazioni: le schedine degli amplificatori si inseriscono verticalmente nei 4 slot attraverso i pin fissati al circuito. La scheda si fissa sul supporto attraverso i pin di ingresso dei fili e la fila superiore di 11 pin.

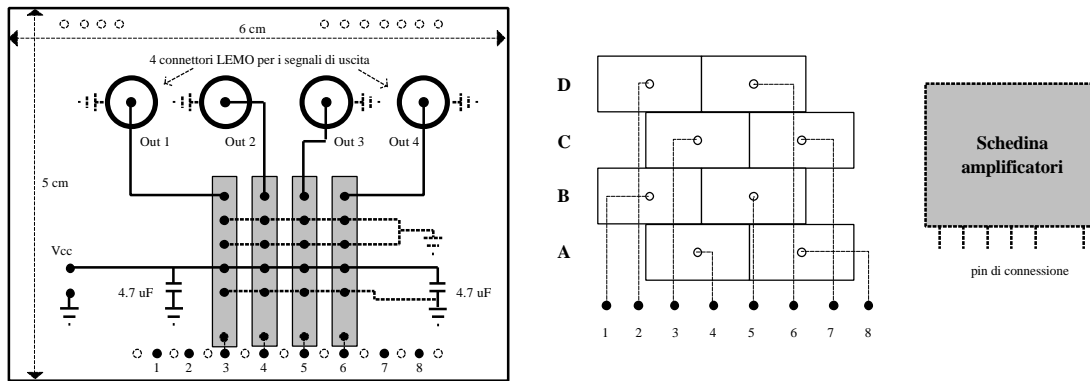


Figura V.11: scheda di supporto degli amplificatori con indicate le connessioni ai fili delle celle.

A causa di un errore nella camera Q1 non sono state inserite le resistenze di protezione tra la capacità di disaccoppiamento del filo e massa, per cui delle resistenze da 1.5 MΩ sono state poste nella scheda di supporto ed in seguito tolte per l'utilizzo con Q2.

Come è già stato detto, alcuni fili della camera Q2 sono stati collegati assieme per poter disporre di celle di lunghezza doppia; dato che questi fili sono adiacenti e sullo stesso piano la scelta dei quattro centrali dell'ottetto non ne permetteva la lettura contemporanea. Per ovviare a questo problema si è aggiunto un ulteriore slot per l'inserimento delle schedine con lettura del filo 2, escludendo il filo 5, come in Figura V.12.

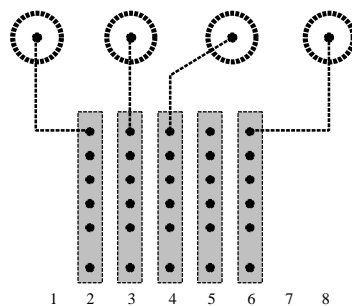


Figura V.12: modifiche per l'utilizzo su Q2.

Per l'utilizzo con Q2 è stata fatta una seconda importante modifica per minimizzare le capacità parassite presenti sui pin di ingresso degli amplificatori: si è cercato di isolare il più possibile gli ingressi togliendo tutta la massa diffusa della basetta nelle loro vicinanze, in questo modo si è ridotta la capacità parassita a meno di 1 pF.

V.3 SIMULAZIONI CON HSPICE

Durante tutta la fase di progetto è stato utilizzato il programma HSPICE per simulare il comportamento del circuito e ottimizzarne le prestazioni.

Nelle simulazioni si è aggiunta una capacità di 0.15 pF tra nodo **inn** e **outn** per tener conto delle capacità parassite in parallelo al feedback, inoltre si è considerata una capacità di 0.3 pF ad ogni pin di ingresso dell'integrato come specificato nei data sheet.

Per poter più facilmente confrontare i risultati delle simulazioni con le misure si è considerata come uscita il nodo **out**.

V.3.1 Punti di lavoro e parametri transistor

Le tensioni in continua dei nodi del circuito sono mostrate in Figura V.6 in neretto, mentre nella Tabella V.3 sono dati i parametri dei 5 transistor in corrispondenza a tali punti di lavoro: notiamo in particolare l'elevato valore della frequenza di transizione.

Tabella V.3

| | Q_1 | Q_2 | Q_3 | Q_4 | Q_5 |
|---------------|--------|--------|---------|---------|---------|
| ib | 38.3 u | 37.7 u | 35.4 u | -69.2 u | -10.7 u |
| ic | 3.09 m | 3.05 m | 3.04 m | -3.09 m | -474 u |
| vbe | 796 m | 796 m | 794 m | -809 m | -755 m |
| vce | 1.38 | 1.43 | 4.98 | -3.43 | -1.56 |
| vbc | -584 m | -637 m | -4.19 | 2.62 | 809 m |
| power | 4.29 m | 4.40 m | 15.18 m | 10.65 m | 750 u |
| betad | 81 | 81 | 86 | 45 | 44 |
| gm | 112 m | 111 m | 111 m | 113 m | 18 m |
| rpi | 671 | 681 | 726 | 371 | 2408 |
| rx | 39 | 40 | 42 | 28 | 28 |
| rc | 19.4 k | 19.7 k | 20.9 k | 8.8 k | 54.3 k |
| cpi | 1.60 p | 1.59 p | 1.55 p | 2.79 p | 800 f |
| cmu | 322 f | 319 f | 240 f | 319 f | 384 f |
| cbx | 36 f | 35 f | 27 f | 35 f | 43 f |
| ccs | 115 f | 115 f | 115 f | 115 f | 115 f |
| betaac | 75 | 75 | 81 | 42 | 44 |
| ft | 9.1 g | 9.1 g | 9.7 g | 5.7 g | 2.4 g |

V.3.2 Risposta in frequenza

Nella Figura V.13 e nella Figura V.14 sono riportate le risposte in frequenza e fase a loop aperto dell'amplificatore, la prima con stimolo in corrente mentre la seconda con stimolo in tensione: il primo caso è utile nello studio dell'amplificatore con la teoria del feedback, il secondo con l'utilizzo del teorema di Miller. Nella Figura V.15 è invece mostrata la risposta in frequenza a loop chiuso e con stimolo in corrente che è quella che più direttamente fornisce le prestazioni di utilizzo dell'amplificatore.

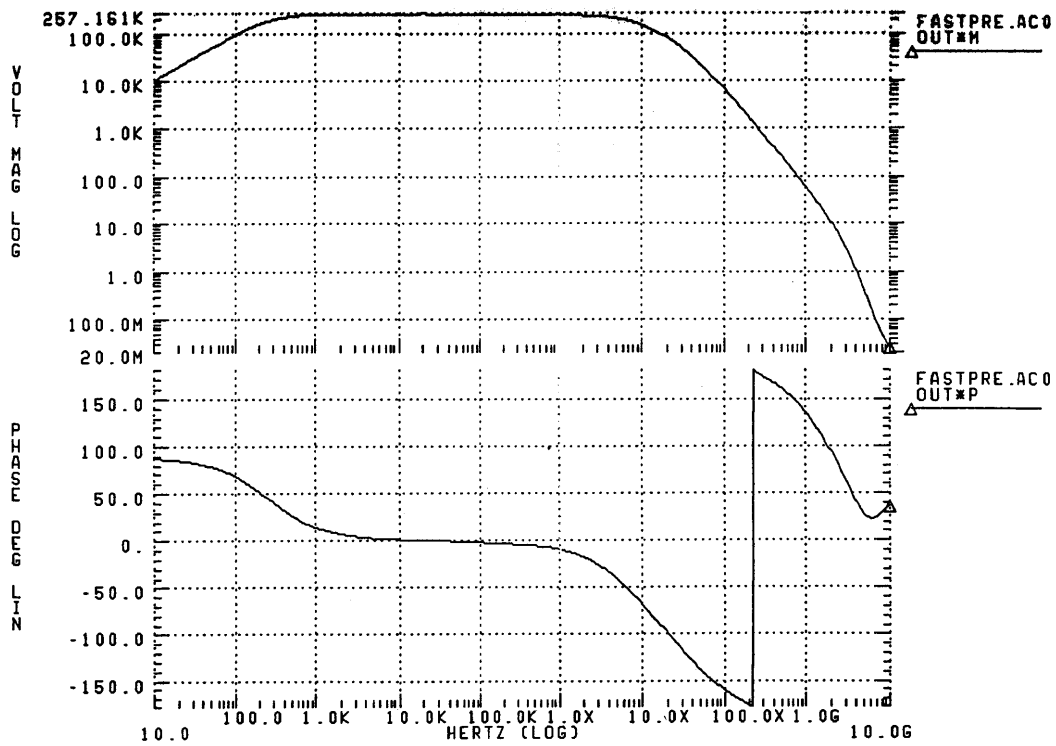


Figura V.13: risposta in frequenza e fase open-loop con stimolo in corrente.

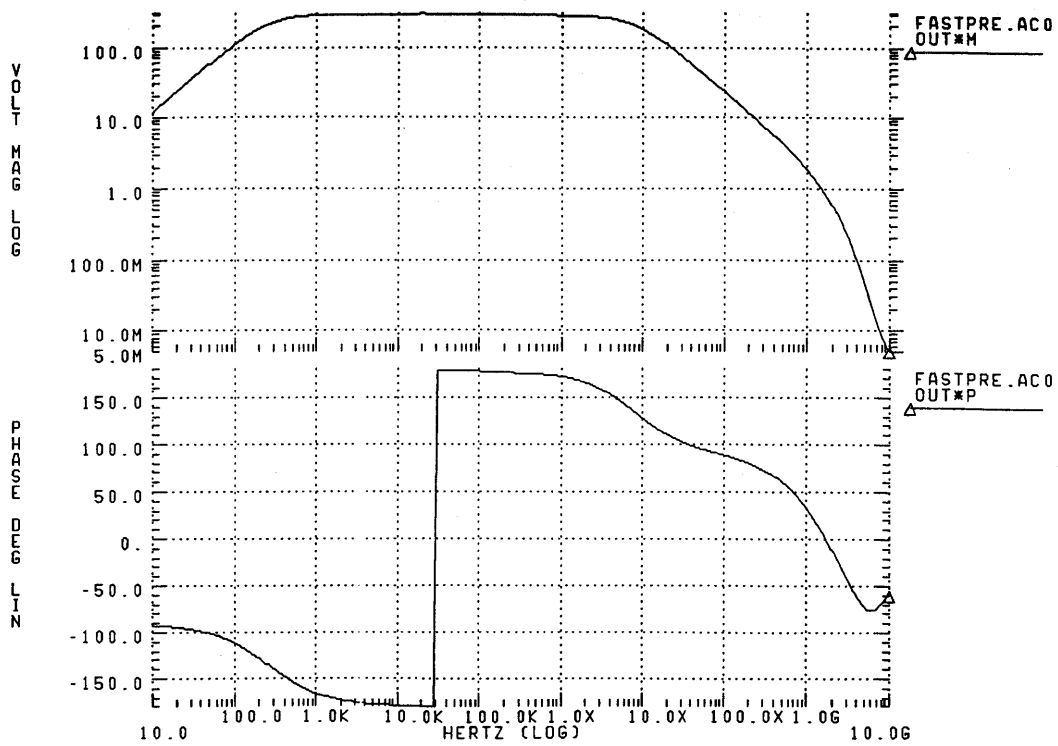


Figura V.14: risposta in frequenza e fase open-loop con stimolo in tensione.

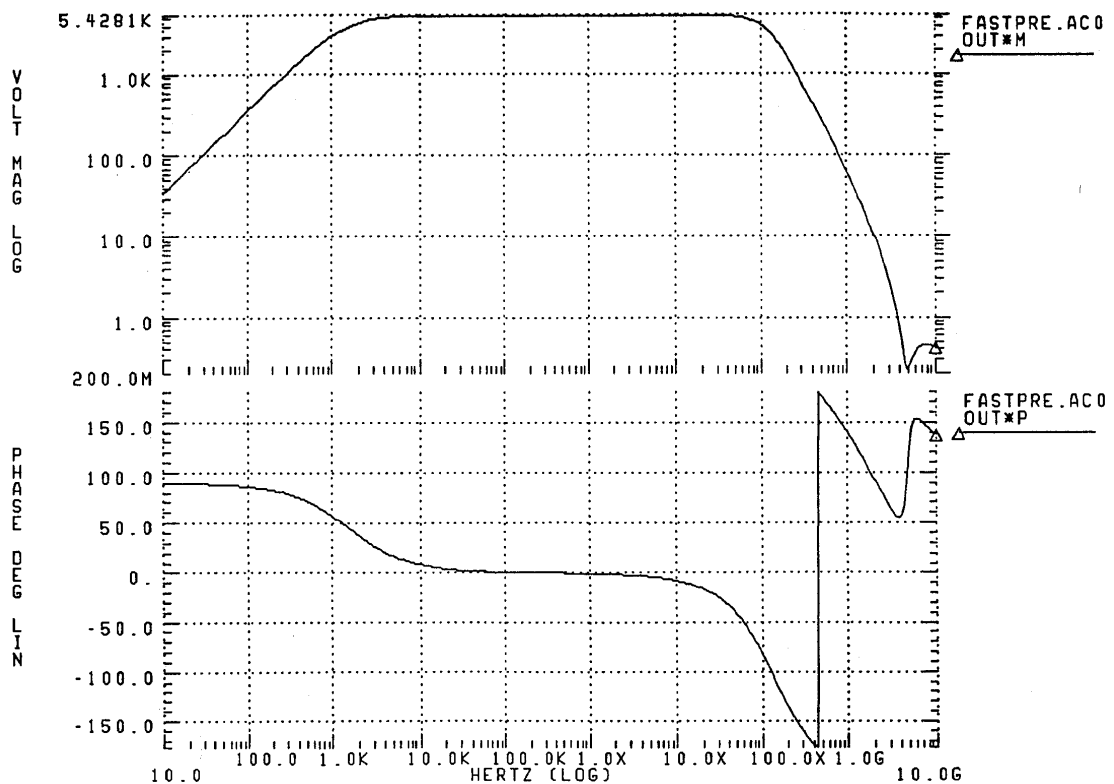


Figura V.15: risposta in frequenza e fase close-loop con stimolo in corrente.

In generale le risposte a bassa frequenza sono determinate dalle varie capacità presenti nei circuiti di polarizzazione dei transistor ed in particolare lo zero iniziale è dovuto alla capacità di disaccoppiamento all'uscita.

Stimolo in tensione

La risposta in frequenza presenta un massimo di circa 300 da cui si può dedurre il valore del carico del transistor Q_2 nota la transconduttanza di Q_1 , circa 6 K Ω : tale valore è interamente attribuibile alla resistenza di ingresso del transistor Q_3 non elevata dato il carico di 100 Ω presente all'uscita.

Presenta un primo polo a 8.05 MHz ed un polo complesso coniugato a circa 1.7 GHz seguiti da altri poli e zeri a frequenze superiori.

Stimolo in corrente

La risposta a loop aperto ha un massimo di circa 260 K Ω e anche in questo caso si può verificare, dividendo per il beta di Q_1 , che la resistenza di carico è attorno ai 6 K Ω . Il massimo della risposta a loop chiuso è invece di 5.43 K Ω che è in accordo con quanto si poteva prevedere, tenuto conto del partitore all'ingresso costituito dalla resistenza di Miller e da quella di ingresso di Q_1 ; la larghezza di banda è di circa 106 MHz.

Per verificare la stabilità dell'amplificatore basta considerare lo sfasamento in corrispondenza all'intersezione tra la risposta a loop aperto e la retta del guadagno a centro banda del loop chiuso, si ottiene un margine di fase di 20°.

Nella Tabella V.4 che segue sono mostrati, infine, poli e zeri della risposta in frequenza a loop sia aperto che chiuso, sempre con stimolo in corrente.

Tabella V.4

| Open loop | | Close loop | |
|------------|-----------|----------------------|----------------------|
| Poli | Zeri | Poli | Zeri |
| -8.02 MHz | | -92.49 + i 74.31 MHz | |
| -35.41 MHz | | -92.49 - i 74.31 MHz | |
| -1.71 GHz | | -1.67 GHz | |
| | | | -437.96 + i 4790 MHz |
| | | | -437.96 - i 4790 MHz |
| | -1.73 GHz | | -1.73 GHz |
| | -3.24 GHz | | -3.24 GHz |

V.3.3 Impedenza di ingresso

Nella Figura V.16 è mostrato il grafico dell'impedenza di ingresso dell'amplificatore a loop aperto; è sostanzialmente data dalla resistenza di base di Q_1 (circa 50Ω) e dalla sua r_p . La diminuzione con la frequenza si spiega con la dipendenza di r_p dal b del transistor. Il fatto, infine, che ad alte frequenze non si stabilizzi sul valore della resistenza di base è dovuto all'effetto capacitivo del diodo di protezione all'ingresso.

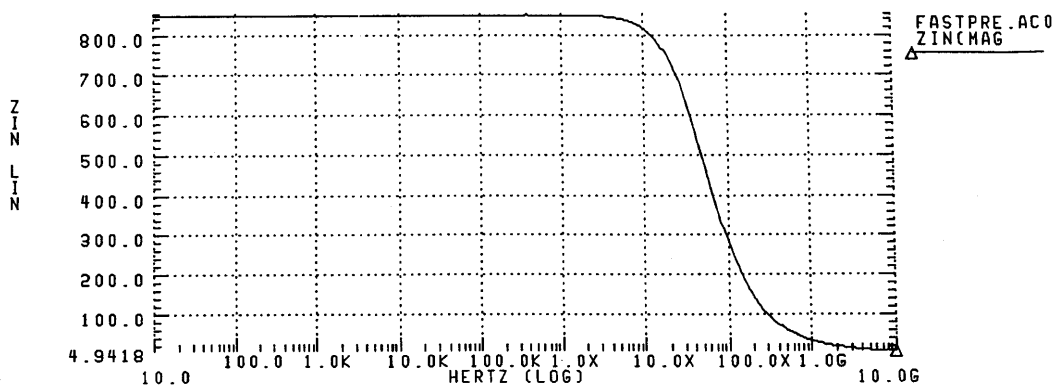


Figura V.16: impedenza di ingresso open-loop.

Nella Figura V.17 della pagina seguente viene invece mostrata l'impedenza di ingresso a loop chiuso e la sua dipendenza da una capacità posta in parallelo all'ingresso variabile da 0 a 30 pF in step di 5 pF.

Come abbiamo visto l'impedenza di ingresso si può facilmente comprendere ricorrendo al teorema di Miller: la parte iniziale si spiega considerando la variazione

nel carico dell'emitter follower quando comincia l'effetto della capacità da 1 μF (C_5); lo zero a circa 10 Mhz è dovuto al polo nel guadagno a loop aperto in tensione, mentre la successiva diminuzione dipende dalla riduzione dell'impedenza all'ingresso di Q_1 (impedenza di ingresso open-loop).

L'effetto della capacità determina una progressiva riduzione nell'ampiezza e larghezza del picco alle alte frequenze.

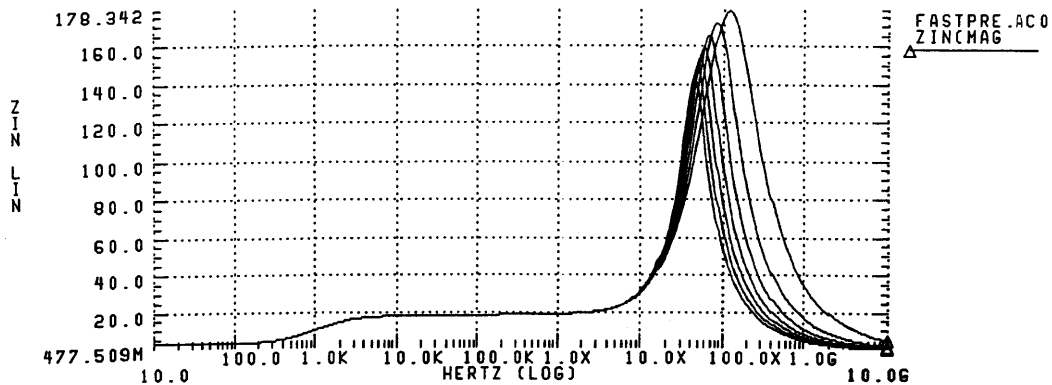


Figura V.17: impedenza di ingresso con capacità da 0 a 30 pF in step di 5 pF.

V.3.4 Rumore all'uscita dell'amplificatore

Nella Figura V.18 è mostrato lo spettro di rumore all'uscita dell'amplificatore assieme a quello dei due componenti che contribuiscono maggiormente, cioè la resistenza di feedback e Q_1 . Il contributo della resistenza è facilmente prevedibile, considerando che è equivalente ad un generatore di corrente in parallelo all'ingresso con densità spettrale $4kT/R_f$.

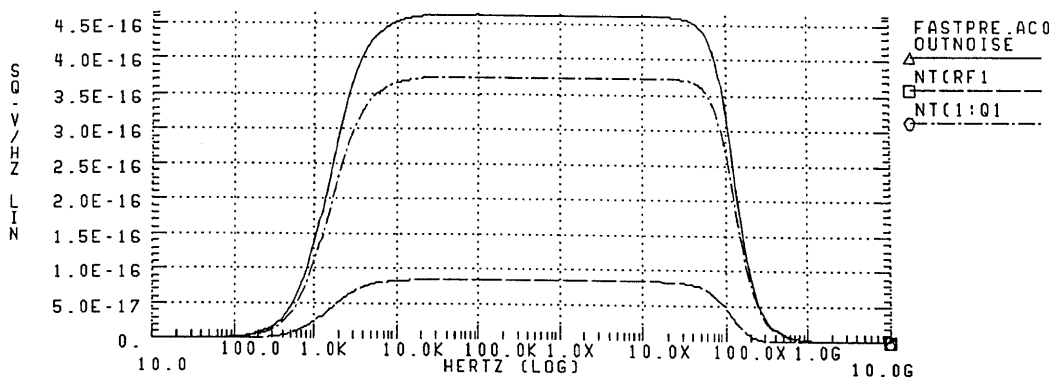


Figura V.18: rumore in uscita totale e dei due maggiori contributi, R_f (RF1) e Q_1 .

Il rumore totale RMS in uscita al nodo **out** su una larghezza di banda di 10 GHz è calcolato in circa 280 μV .

V.3.5 Dipendenza delle caratteristiche dell'amplificatore dalla tensione di alimentazione e dal carico in ingresso.

Per valutare la precisione necessaria all'alimentazione per avere stabilità nel guadagno si è simulato il circuito variando la tensione di alimentazione e registrando guadagno (alla frequenza di 1 MHz) e larghezza di banda. Il grafico ottenuto si può vedere in Figura V.19. Come si vede la dipendenza dal guadagno è di circa l'1% quindi molto piccola; mentre quella della bandwidth di circa il 2%.

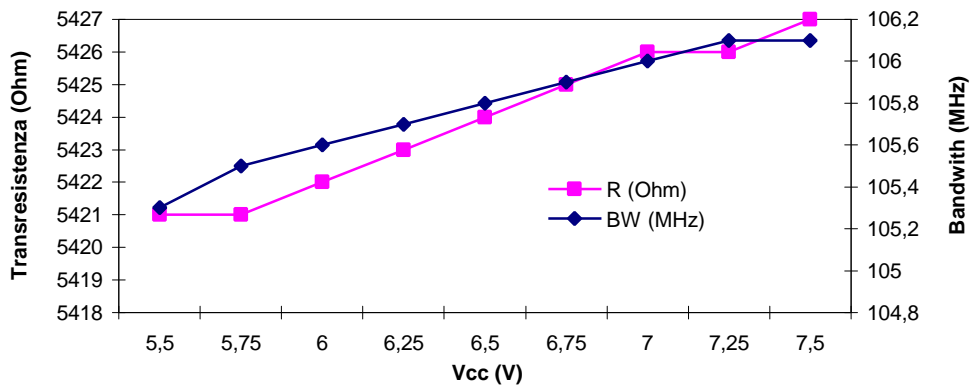


Figura V.19: dipendenza del guadagno e della larghezza di banda dalla tensione di alimentazione.

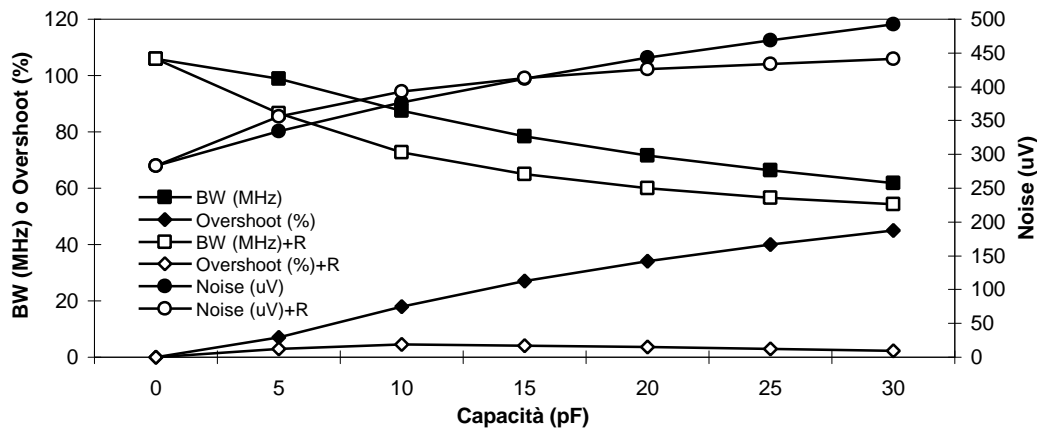


Figura V.20: dipendenza della bandwidth, del rumore e dall'overshoot dalla capacità di ingresso con e senza resistenza di 200 Ω all'ingresso.

Nella Figura V.20 vengono confrontati larghezza di banda, overshoot nella risposta in frequenza e rumore al variare di una capacità posta in parallelo all'ingresso in un caso e della serie costituita dalla stessa capacità con una resistenza da 200 Ω nell'altro. Come si vede l'effetto della capacità è di diminuire la larghezza di banda ed aumentare il rumore oltre a dare un grande overshoot nel caso senza resistenza in serie.

V.3.6 Risposta all'impulso

Nella Figura V.21 è mostrata la risposta all'impulso dell'amplificatore, per verificare la dinamica è stato fatto uno sweep in ampiezza ad intervalli regolari; nella parte inferiore c'è il dettaglio del fronte di salita che è la parte che più ci interessa per l'utilizzo con i tubi a drift. Dal grafico si nota un ottimo comportamento con un overshoot più che accettabile e veloce risetime. L'amplificatore satura per un'ampiezza della tensione di uscita attorno a 1.6 V.

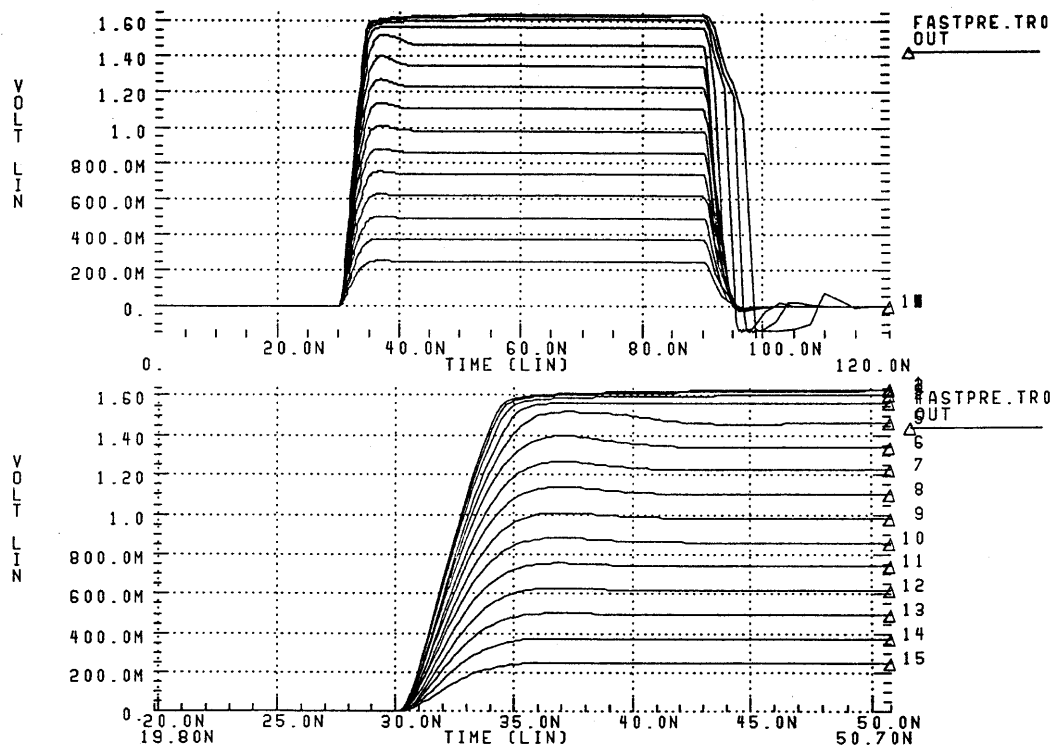


Figura V.21: risposta all'impulso con sweep in ampiezza a step regolari e particolare del fronte di salita iniziale.

V.4 MISURE CARATTERISTICHE CIRCUITO

Completato il montaggio dei 4 amplificatori sono iniziate delle prove su banco per verificare se le caratteristiche corrispondevano alle simulazioni fatte con HSPICE; durante le prove si è utilizzata una tensione di alimentazione di 7.00 ± 0.01 V.

Per verificare il corretto assemblaggio dei vari componenti sono state misurate le tensioni in continua dei vari nodi: l'accordo con le simulazioni è entro qualche per cento in tutti i casi.

Sono state quindi determinate linearità, impedenza di ingresso, risposta in frequenza e risposta al gradino; per queste ultime due, trattandosi di un amplificatore di corrente

con grande transresistenza, è stato utilizzato il circuito della Figura V.22: la resistenza da $51\ \Omega$ serve ad adattare l'impedenza dei cavetti di collegamento degli strumenti, la capacità a disaccoppiare l'amplificatore e la resistenza da $5.4\ \text{K}\Omega$ conferisce al circuito un guadagno praticamente unitario.

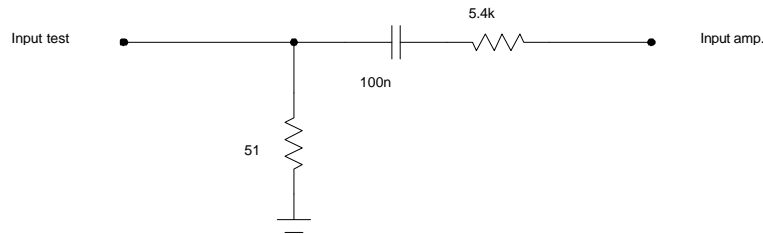


Figura V.22: circuito utilizzato per le misure delle caratteristiche dell'amplificatore.

Durante le prove preliminari sulla risposta in frequenza e al gradino è stata aggiunta una piccola capacità nel feedback, realizzata saldando un corto spezzone di filo da wire-wrap, per compensare l'amplificatore e ridurre l'overshoot della risposta al gradino dovuta alle capacità parassite.

V.4.1 Linearità della risposta

Per verificare la linearità dell'amplificatore abbiamo misurato con un oscilloscopio il rapporto tra l'ampiezza di un impulso rettangolare all'uscita e quella all'ingresso variando con step di $100\ \text{mV}$ l'ampiezza dell'ingresso.

Il grafico ottenuto è riportato in Figura V.23, gli errori sono inferiori all'1%: si nota che l'amplificatore è discretamente lineare fino a $1200\ \text{mV}$, c'è saturazione a $1600\ \text{mV}$; tutto in perfetto accordo con le simulazioni fatte.

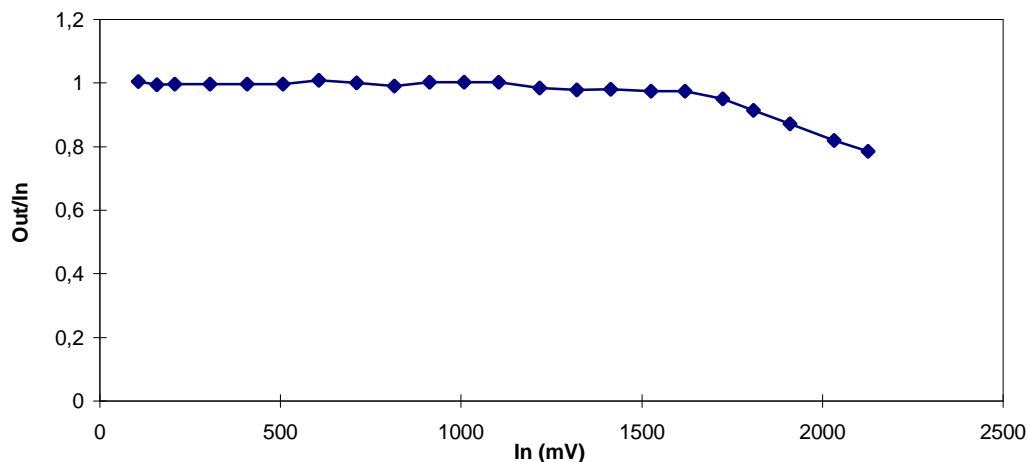


Figura V.23: linearità dell'amplificatore di corrente.

V.4.2 Risposta al gradino

La Figura V.24 mostra la risposta al gradino dell'amplificatore: l'ampiezza del segnale in ingresso è di qualche centinaio di mV.

Il comportamento per quanto riguarda risetime e falltime è ottimo, è presente un leggero overshoot comunque accettabile; le differenze tra i quattro amplificatori sono minime e trascurabili.

Da notare che ci interessa soprattutto il comportamento sul fronte di salita dato che i segnali della camera hanno un fronte negativo.

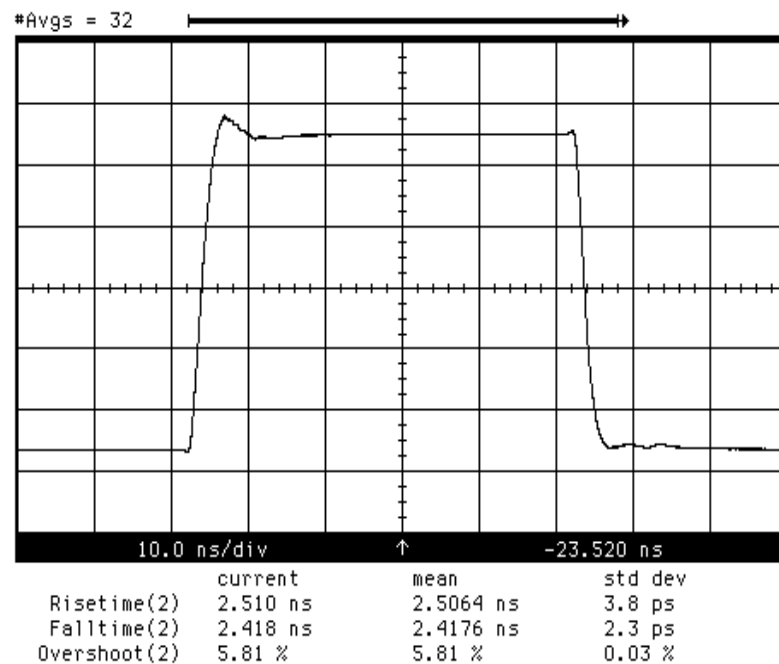


Figura V.24: risposta al gradino dell'amplificatore.

V.4.3 Risposta in frequenza

La Figura V.25 della pagina seguente mostra la risposta in frequenza dell'amplificatore, la frequenza di taglio è di 130 MHz e la curva praticamente piatta: il valore è superiore a quello ottenuto con le simulazioni evidentemente abbiamo sovrastimato gli elementi parassiti aggiunti. Tutti i quattro circuiti si comportano allo stesso modo con variazioni nella larghezza di banda entro qualche percento.

Dai valori misurati per l'amplificazione di centro banda possiamo stimare per tutti gli amplificatori una transresistenza di 5400 Ω con una tolleranza del 5% perfettamente compatibile con le simulazioni.

Nella Figura V.26 si vede il confronto della risposta in frequenza con tre diverse configurazioni all'ingresso dell'amplificatore: la prima è quella di Figura V.25, la

seconda con una capacità di 18 pF in parallelo e la terza con in parallelo la serie costituita dalla stessa capacità e da una resistenza di 200 Ω .

Nel secondo caso la larghezza di banda dell'amplificatore è ridotta a circa 80 MHz, nel terzo a 63 MHz: questi valori sono abbastanza confortanti, la larghezza di banda pur ridotta rimane sempre elevata.

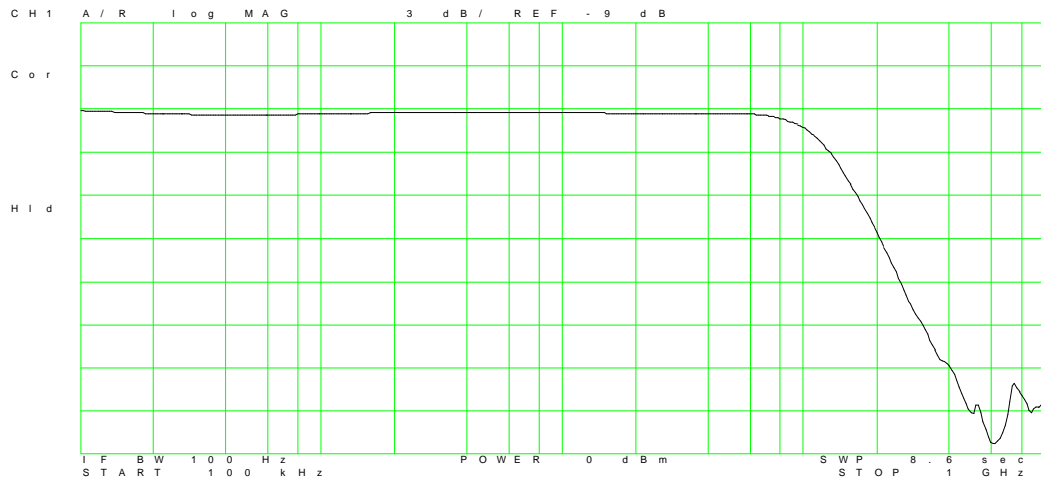


Figura V.25: risposta in frequenza dell'amplificatore.

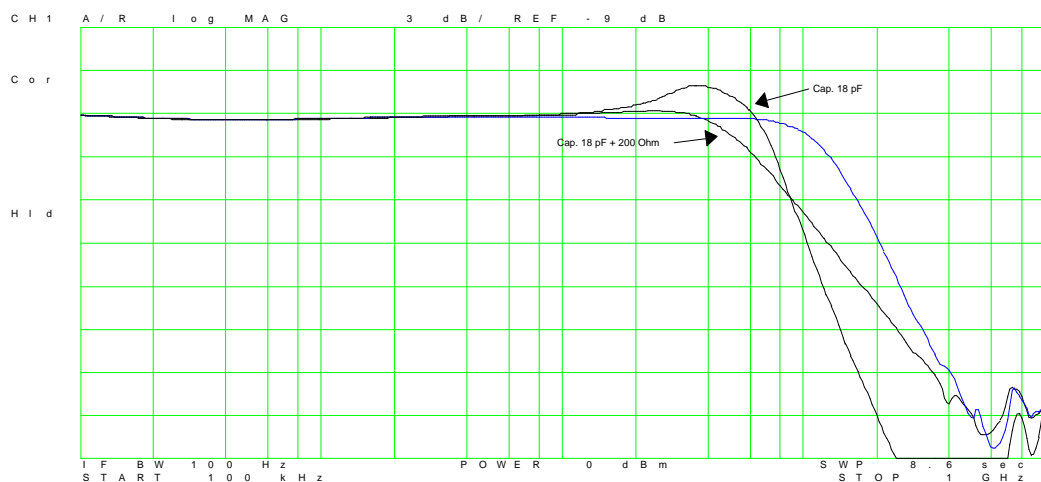


Figura V.26: confronto risposta in frequenza con capacità da 18 pF e resistenza da 200 Ω in serie.

V.4.4 Misura impedenza di ingresso

Utilizzando il network analyzer della HP con il kit per le misure di impedenza già utilizzato per le misure descritte nel capitolo 4, abbiamo determinato l'impedenza di ingresso dell'amplificatore di corrente.

La Figura V.27 mostra il risultato ottenuto: l'andamento è in buon accordo con le simulazioni a parte la risalita alle alte frequenze probabilmente dovuta a qualche induttanza parassita.

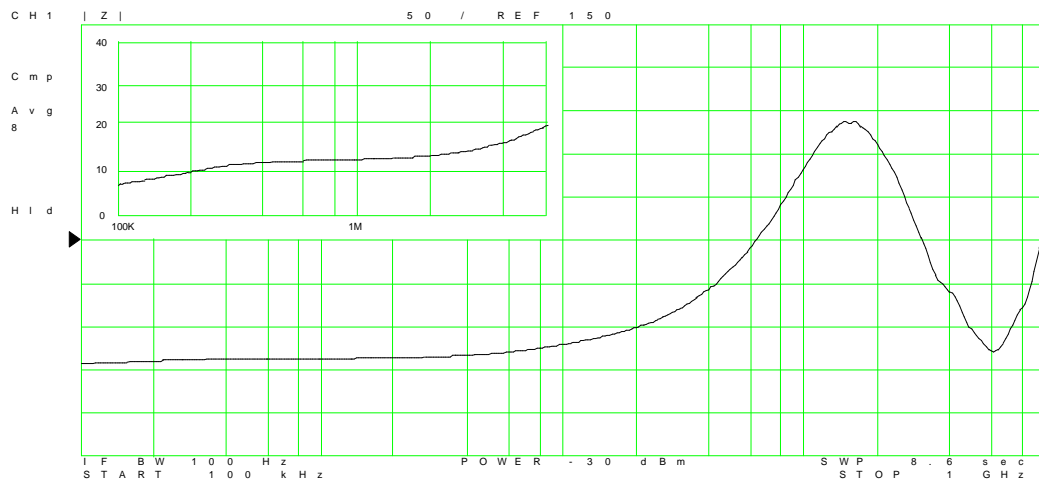


Figura V.27: impedenza di ingresso dell'amplificatore.

V.5 CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE MONTATO SULLA CAMERA Q2

Le caratteristiche degli amplificatori di corrente sono state verificate con i circuiti montati sulla camera, limitando lo studio ad un unico amplificatore in quanto si è già visto che tutti presentano praticamente lo stesso comportamento.

Le misure sono state fatte utilizzando lo stesso partitore all'ingresso (50Ω verso massa, condensatore di disaccoppiamento da 100 nF e resistenza da $5.4 \text{ K}\Omega$ all'ingresso dell'amplificatore) di quelle fatte su banco con l'unica differenza, quindi, del collegamento con il filo della camera (con la resistenza da 200Ω in serie); dato che l'acquisizione dati si è fatta sia sul filo da 2.5 m che su quello doppio ed entrambi con acciaio e tungsteno, le misure rispecchiano questi 4 casi.

La prima misura riguarda la risposta all'impulso; per semplicità si sono utilizzati gli strumenti a disposizione nel luogo che ospitava la camera: un impulsatore HP 8082A (tempi di salita e discesa misurati di $1.9 \pm 0.1 \text{ ns}$, che si sommano quadraticamente a quelli reali dei segnali) e il solito oscilloscopio LeCroy 9354A. I dati ottenuti, mediati su un minimo di 500 segnali sono riportati nella Tabella V.5 della pagina che segue: notare che il leggero peggioramento dei dati relativi al tungsteno è imputabile alla presenza delle riflessioni della linea, mascherate nell'acciaio.

Nella Figura V.28 vengono invece riportati i segnali medi (media su 1000 eventi) nei 4 casi, l'acquisizione è stata fatta a 1 GS/s , 50 ns/div e 66 mV/div .

Tabella V.5

| | Acciaio 2.5 (ns) | Acciaio 5 (ns) | Tungsteno 2.5 (ns) | Tungsteno 5 (ns) |
|--------------------|-----------------------------|---------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| Width ¹ | 244.3 ± 0.1 | 243.1 ± 0.1 | 242.6 ± 0.1 | 244.1 ± 0.2 |
| risetime | 5.9 ± 0.1 | 9.5 ± 0.1 | 6.6 ± 0.2 | 9.5 ± 0.3 |
| falltime | 6.1 ± 0.1 | 9.6 ± 0.2 | 6.9 ± 0.2 | 9.8 ± 0.3 |

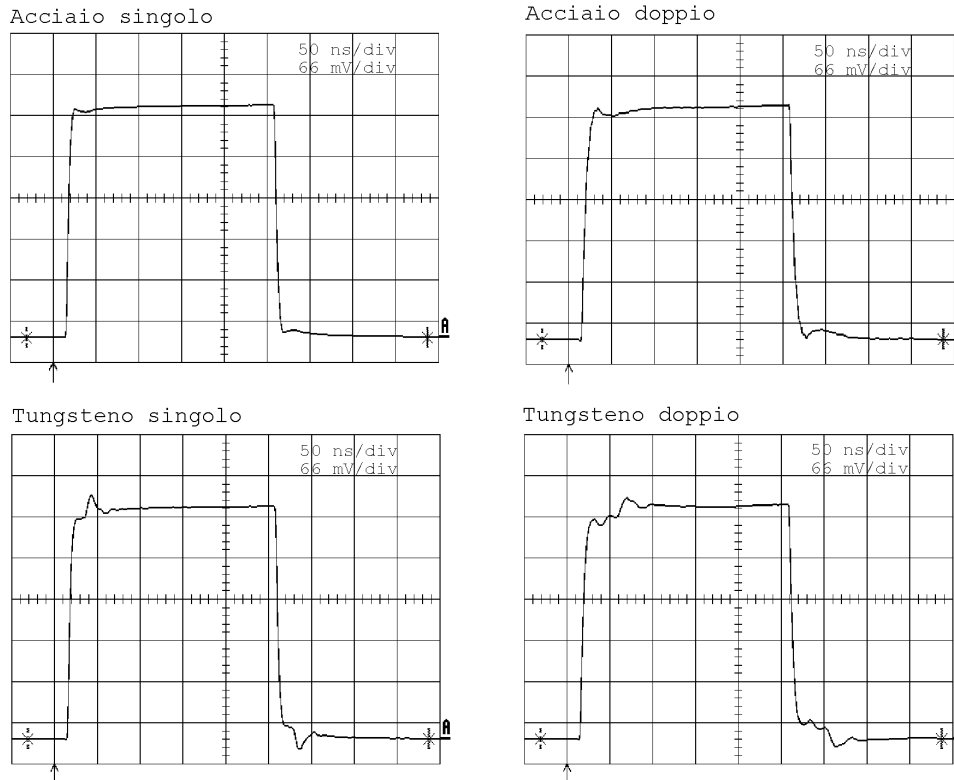


Figura V.28: risposta all'impulso dell'amplificatore.

Abbiamo infine misurato la risposta in frequenza dell'amplificatore utilizzando il network analyzer della HP. I risultati ottenuti, considerati sempre i 4 casi, sono riportati nei grafici della pagina seguente mentre nella Tabella V.6 viene data la larghezza di banda. Si nota un discreto peggioramento delle prestazioni in particolar modo nei doppi fili, comunque per i fili singoli i risultati sono più che sufficienti.

Tabella V.6

| Acciaio 2.5 (MHz) | Acciaio 5 (MHz) | Tungsteno 2.5 (MHz) | Tungsteno 5 (MHz) |
|------------------------------|----------------------------|--------------------------------|------------------------------|
| 57.1 | 38.0 | 80.1 | 46.1 |

¹ Si riferisce alla larghezza temporale dell'impulso in ingresso.

Da notare, nel caso del tungsteno, l'effetto evidente delle riflessioni sulla linea mascherate dall'attenuazione nell'acciaio.

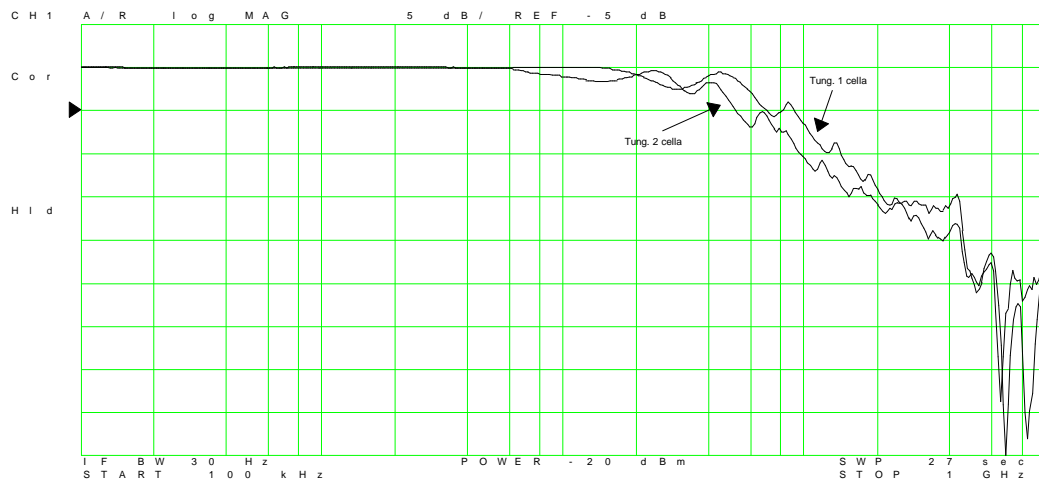


Figura V.29: risposta in frequenza dell'amplificatore connesso alla camera, fili in tungsteno nei casi di una o due celle.

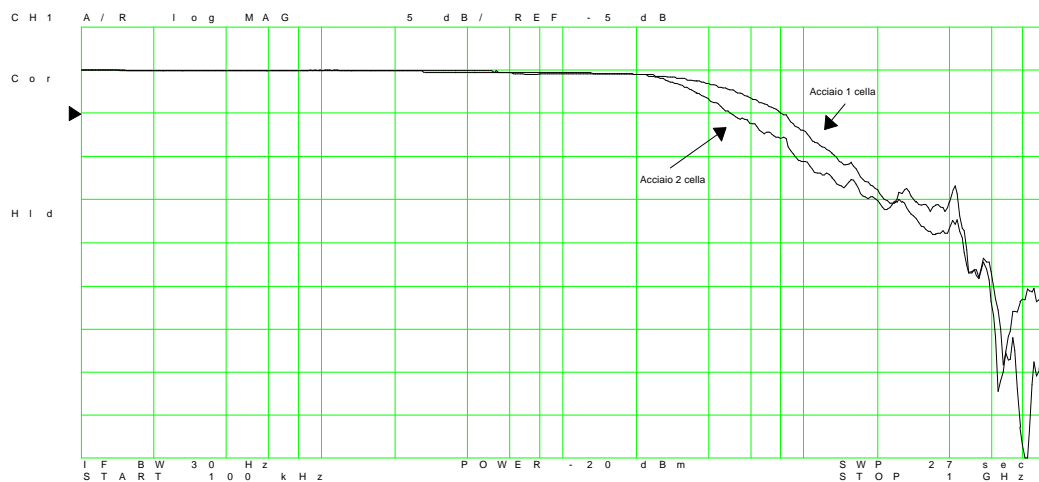


Figura V.30: risposta in frequenza dell'amplificatore connesso alla camera, fili in acciaio nei casi di una o due celle.

