



ISTITUTO NAZIONALE DI FISICA NUCLEARE

Sezione di Napoli

INFN/TC-05/08
21 Aprile 2005

UNA SONDA ATTIVA A BASSO COSTO

Pasquale Parascandolo, Antonio Vanzanella

*INFN-Sezione di Napoli, Comp. Univ. di Monte S. Angelo
Via Cintia, snc-80126 Napoli, Italy*

Abstract

Questa nota descrive la realizzazione di una sonda attiva basata su componenti a basso costo e di elevata banda passante che consente di effettuare all'oscilloscopio, direttamente sul circuito in esame, oltre che una misura del segnale anche una misura realistica del rumore.

*Published by **SIS-Pubblicazioni**
Laboratori Nazionali di Frascati*

1. INTRODUZIONE

Per effettuare una misura del noise “in circuit” ovvero per effettuare una misura del noise su una scheda già assemblata è necessario disporre di un probe appropriato. La funzione del probe è quella di trasferire un segnale da una sorgente fino all’ingresso dell’oscilloscopio, o dell’analizzatore di spettro, senza disturbare la sorgente del segnale e senza modificare la struttura della energia da trasferire. Ovviamente, nessun probe è ideale e tutti i probe in qualche misura caricano la sorgente del segnale. I probe possono essere passivi o attivi. I primi contengono solo elementi passivi (R, C ma anche induttori) e caricano in modo limitato (in genere 10 MΩ con una diecina di pF) il circuito in esame ed attualmente i probe di buona qualità hanno banda passante sui 500 MHz.

Poiché per la misura del noise è necessario specificarne la banda rivisitiamo il funzionamento del probe.

2. IL PROBE PASSIVO

Il probe passivo [1] è schematizzabile come un partitore compensato (Fig.1).

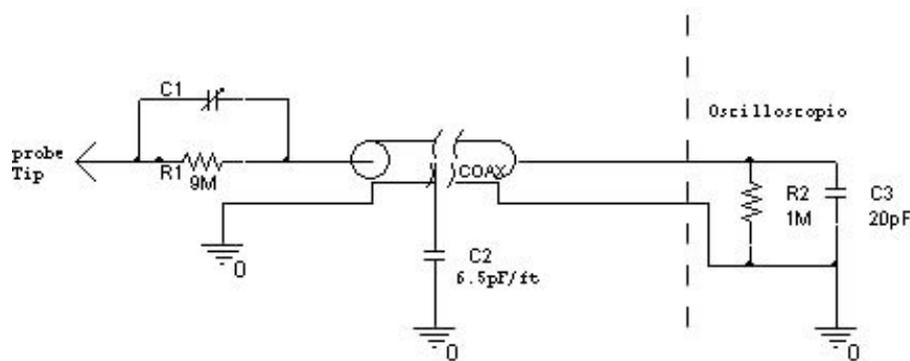


Fig.1 - Il probe passivo.

Il cavo speciale che connette la testa della sonda all’oscilloscopio ha in genere una impedenza di una ottantina di ohm ed una capacità all’incirca di 6.5 pF/feet. Il probe quindi, carica sia resistivamente che capacitivamente il circuito in esame (Fig. 1). Difatti, se l’oscilloscopio avesse una capacità d’ingresso di 20 pF con un cavo di un metro (≈ 3.5 feet) e quindi di capacità $(6.5 \text{ pF} \times 3.5) = 22.75 \text{ pF}$, per compensare il probe, dovendo essere $R_1 C_1 = R_2 (C_2 + C_3)$ la capacità C_1 deve essere pari a 4.75 pF. Assumendo la capacità C_{tip} della punta della sonda pari ad 1 pF, la capacità equivalente vista dal circuito in esame vale:

$$C_{eq} = C_{tip} + C_1(C_2 + C_3)/(C_1 + C_2 + C_3) = 6.8 \text{ pF}$$

Un modello realistico di un circuito in esame (Fig.2) deve includere oltre al generatore di segnali anche la resistenza R_s della sorgente e la capacità C_s di uscita. Assumiamo

$R_s=200\Omega$ e $C_s=20\text{ pF}$ e un tempo di salita del generatore pari a zero. Il tempo di salita su C_s senza mettere il probe sarebbe

$$t_{s1} = 2.2 R_s C_s = 8.8\text{ ns}$$

mentre, connettendo il probe, in parallelo a C_s bisogna considerare anche il parallelo tra R_p e C_p (rispettivamente $10\text{ M}\Omega$ e 6.8 pF - Fig.2).

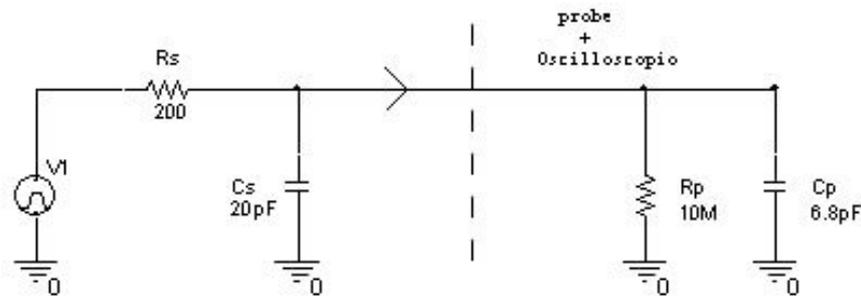


Fig. 2 - Sorgente di segnale e probe.

Trascurando la resistenza da $10\text{ M}\Omega$ perché molto grande rispetto ad R_s , rimane da considerare il solo effetto della capacità equivalente da 6.8 pF .

Il nuovo tempo di salita è: $t_{s2} = 2.2 R_s (C_s + C_{eq}) = 11.8\text{ ns}$

che risulta esser variato del: $[(11.8 - 8.8) / 8.8] \cdot 100 = 34\%$

Inoltre, bisogna ricordare che per un segnale visto sullo schermo dell'oscilloscopio il tempo di salita t_r si esprime con la relazione:

$$t_r^2 = t_r^2_{\text{sonda}} + t_r^2_{\text{oscilloscopio}}$$

3. IL PROBE ATTIVO

Il probe attivo [2] impiegando dei FET nello stadio d'ingresso, ha impedenza di ingresso molto più elevata rispetto al probe passivo. Un probe attivo si compone di tre parti: la testa del probe (Fig.3) che comprende il source follower, il generatore di corrente e lo stadio di uscita a bassa impedenza, il cavo di interconnessione e la scatola di terminazione che si piazza direttamente sull'oscilloscopio.

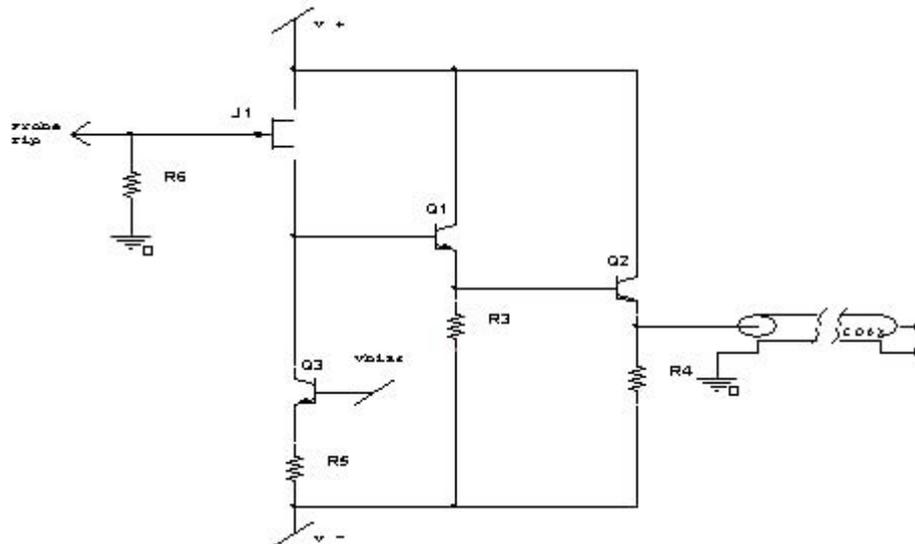


Fig. 3 - Testa tipica per un probe attivo.

La box di terminazione (Fig.4) presenta inevitabilmente un base a massa nello stadio di ingresso per avere la più elevata banda passante possibile, seguito da uno stadio di amplificazione e poi da uno stadio a bassa impedenza di uscita per il canale verticale dell'oscilloscopio:

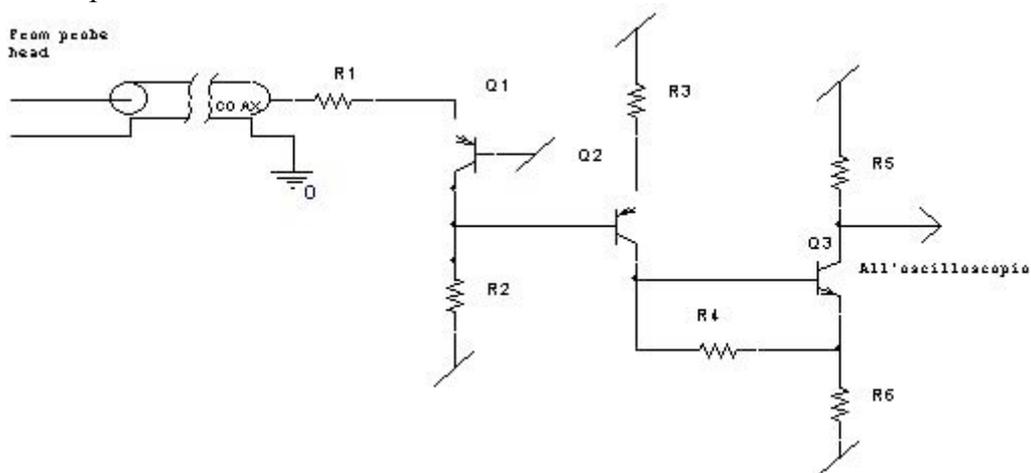


Fig. 4 - Box di terminazione tipica.

4. IL RUMORE E LE INTERFERENZE

Il rumore costituisce il limite di qualsiasi misura. In un resistore il movimento delle cariche produce un noise che viene indicato con il nome di rumore termico o anche Johnson noise che ha uno spettro in frequenza piatto. Per un resistore di valore R il noise rms è dato da:

$$E_R = (4KTR\Delta f)^{1/2}$$

dove K è la costante di Boltzmann, T la temperatura in gradi Kelvin, R la resistenza e Δf la banda di frequenze.

Da considerazioni di tipo statistico si ricava che il valore picco picco del noise è contenuto in $5xE_R$ per più del 99% del tempo. Perciò per ricavare il valore picco picco del noise (worst case) si moltiplica per un fattore 5 ed a temperatura ambiente si ha:

$$E_{p-p} = 6.5 \times 10^{-10} (R \Delta f)^{1/2}$$

Un resistore da $10 \text{ k}\Omega$ in una banda di 100 kHz produce più di $10 \mu\text{V}$ di noise. Il noise termico è inevitabile. Laddove possibile si può ridurre la banda passante o anche usare valori di resistenze più bassi. Il noise si può ridurre abbassando la temperatura a cui lavora il resistore e ciò, invero, per talune applicazioni è giustificabile e viene anche fatto.

Il rumore termico non è la sola fonte di noise. La corrente elettrica, essendo quantizzata è anch'essa fonte di noise in quanto soggetta a microscopiche fluttuazioni e per esempio una corrente da 1 A ha una fluttuazione di 57 nA se misurata in una banda da 10 kHz . [3]

Dal punto di vista del rumore, i componenti attivi transistor e FET si rappresentano come componenti privi di rumore con due generatori di noise: un generatore di tensione posto in serie ed un generatore di corrente in parallelo. (Fig. 5).

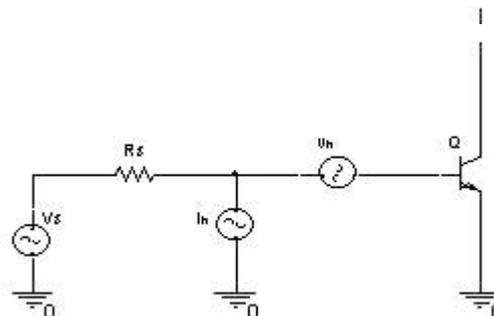


Fig. 5 - Transistor noiseless con i generatori v_n ed i_n esterni.

In questo modello il transistor amplifica semplicemente il noise che vede al suo ingresso e poichè i due generatori sono scorrelati si devono sommare i due effetti in quadratura. Se la resistenza d'ingresso è elevata predomina l'effetto dovuto alla corrente di noise; viceversa nel caso di resistenze d'ingresso basse. Per il FET il modello è lo stesso ma se la resistenza d'ingresso del circuito deve essere dell'ordine dei $100 \text{ k}\Omega$, allora il FET è indiscutibilmente superiore in quanto la corrente d'ingresso in questo caso può essere resa straordinariamente piccola e con essa anche la corrente di noise.

Nell'amplificatore operazionale viene usato lo stesso modello con i due generatori: voltage noise (E_N) e current noise (I_N) all'ingresso dell'amplificatore ideale. Il noise in tensione si può misurare in uscita cortocircuitando gli ingressi. Il noise in corrente moltiplicato per la resistenza della sorgente (R_g) produce anch'esso una tensione di noise in

uscita. I due valori del noise si sommano in quadratura. Per ottenere il noise totale in uscita bisogna aggiungere il noise termico nella resistenza R_g ottenendo:

$$e_{Tot}^2 = (e_N^2 + i_N^2 R_g^2 + e_R^2)$$

Le interferenze elettrostatiche, magnetiche e a radiofrequenza costituiscono una fonte di noise. Qui però lo spettro e le caratteristiche dipendono dalla sorgente di disturbo come ad esempio la rete a 50 Hz, i telefonini, le stazioni radio e televisive, motori, luci al neon, etc. Molte di queste sorgenti di noise, se individuate, possono essere filtrate o schermate.

5. LO SCHERMO DALLE INTERFERENZE

Se un insieme di conduttori è racchiuso completamente in un involucro metallico, allora l'insieme dei conduttori è schermato dalle interferenze elettrostatiche esterne. Lo schermo [3] [4] può anche essere ad una tensione fissa ed essere ancora efficace. Una scatola di ferro o anche di alluminio completamente chiusa è molto efficace per eliminare le interferenze per via capacitiva ma, se lo schermo non racchiude completamente il sistema di connettori, una parte delle linee di flusso si chiuderà da qualche altra parte dando luogo ad una carica indotta e quindi si verrà a creare una capacità parassita. Questa capacità potrà trasmettere segnali verso l'esterno e viceversa.

In Fig.6 si vede il segnale di interferenza dovuto alla chiamata di un telefonino che filtra attraverso una box di alluminio all'uscita di un operazionale alimentato ma a cui non era applicato alcun segnale in ingresso. Come si può notare la scatola è completamente chiusa tranne che per un foro da 5 mm utilizzato per il passaggio del cavo di alimentazione.

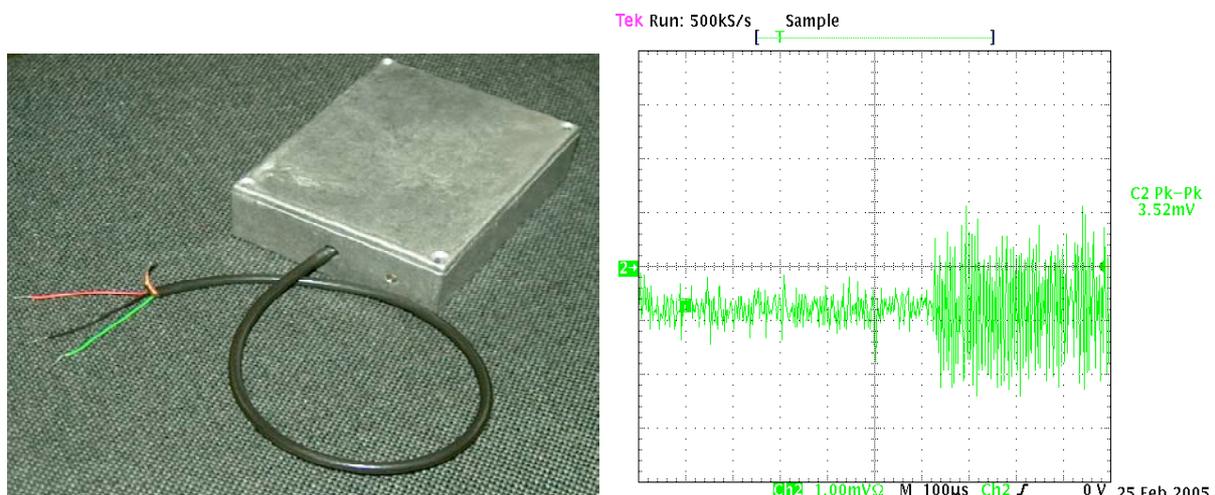


Fig. 6 - Interferenze da telefonino.

Le interferenze possono manifestarsi con il circuito in esame anche per via magnetica. Lo schermo di alluminio qui funziona poco perché andrebbero usati materiali di alta permeabilità come il mu-metal che veniva usato in passato come schermo nei fototubi e che però è abbastanza difficile da lavorare meccanicamente. La cura migliore sarebbe quella di

mettere il circuito in esame il più lontano possibile dalla sorgente del campo in quanto l'intensità di questo è inversamente proporzionale al cubo della distanza dalla sorgente. La tensione di noise indotta nel circuito da un campo magnetico B, dipende dall'area A della spira che è immersa nel campo magnetico in base alla formula:

$$e_N = 2\pi f BA \cos\theta 10^{-8} \text{ Volt}$$

dove θ è l'angolo che la spira forma con la direzione del campo magnetico.

Allora per ridurre l'interferenza magnetica bisogna ridurre l'area della spira, o anche, se possibile, disporre opportunamente il circuito rispetto al campo magnetico.

Infine, una ulteriore sorgente di interferenza ha origine nel collegare le masse tra più strumenti. Ogni conduttore ha una resistenza finita e la terra non fa eccezione. Se un collegamento a terra è considerato collegamento con un punto a potenziale zero, allora è sbagliato assumere che un collegamento a terra in un altro punto sia lo stesso a potenziale zero. E inoltre la resistività della terra varia in relazione alla stagione ed alle condizioni climatiche. Si possono generare tra i due punti di massa tensioni di qualche decina di millivolt e creare così un nuovo loop. La cura in questo caso è quella di avere una connessione a stella su un unico punto di massa (ground mecca).

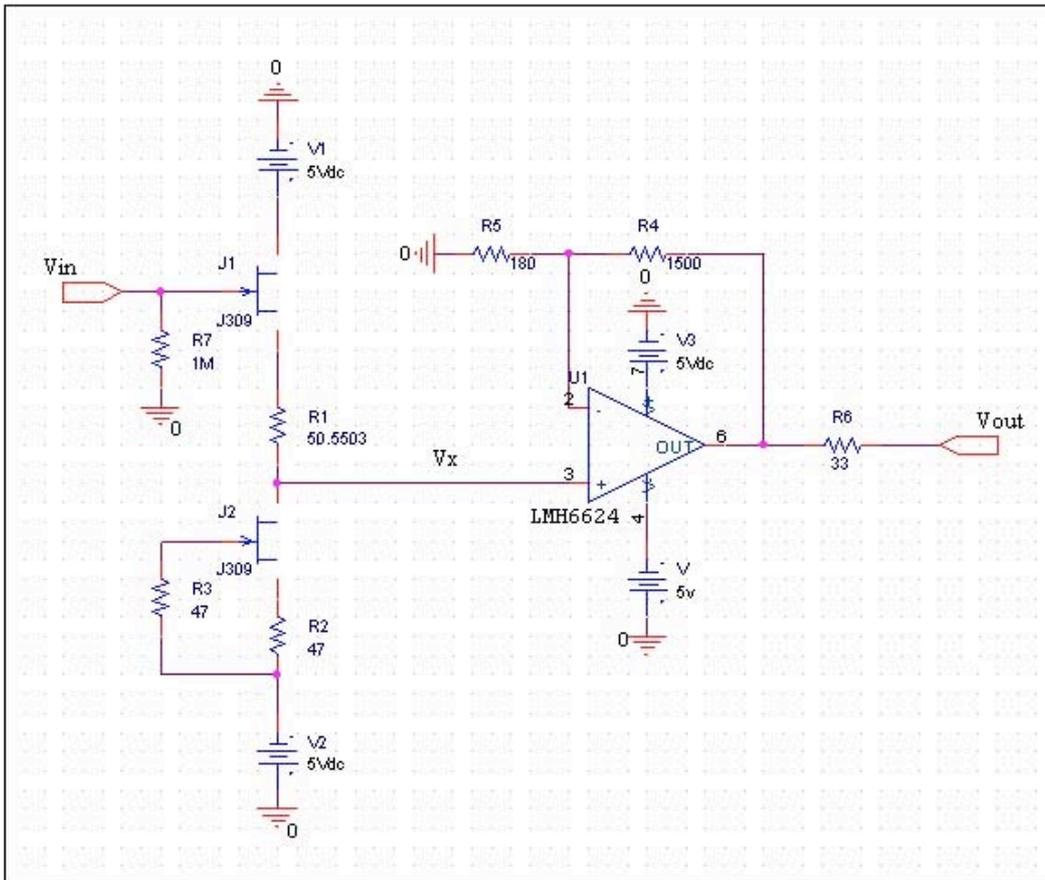
6. LA SONDA ATTIVA REALIZZATA

Lo schema del circuito realizzato è mostrato in Fig.7.

Il buffer a JFET (J309 con $6\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$) ha richiesto grande cura nella messa a punto perché è indispensabile che i due FET abbiano le stesse caratteristiche affinché la tensione V_{in} sia eguale alla tensione V_x . Abbiamo dapprima selezionato JFET simili semplicemente misurando la resistenza r_{DS} con il gate floating, poi tra questi abbiamo fatto una ulteriore scelta leggendo la tensione V_{DS} con $V_{GS}=0$. Successivamente abbiamo scelto il valore delle resistenze R_1 ed R_2 in modo da avere un offset estremamente basso all'ingresso dell'operazionale.

Come operazionale abbiamo usato un integrato della National dell'ultima generazione un LMH6624 con specifiche eccezionali per quanto attiene sia al voltage noise (con $0.92\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$) che al current noise (con $2.3\text{pA}/\text{Hz}^{1/2}$). La tensione di offset è di $100\text{ }\mu\text{V}$ con un drift in temperatura di $\pm 0.2\text{ }\mu\text{ V}/^\circ\text{C}$ e la banda passante giunge fino a 1.5GHz .

Per misurare le caratteristiche del circuito sia in termini di noise che di prestazioni, il circuito è stato racchiuso dapprima in una scatola di alluminio con alimentazione esterna. In Fig. 8 è rappresentata l'uscita del circuito in assenza di segnale in ingresso.



Sonda Amplificata ($A_v=9.33$)

Fig. 7 - La sonda attiva.

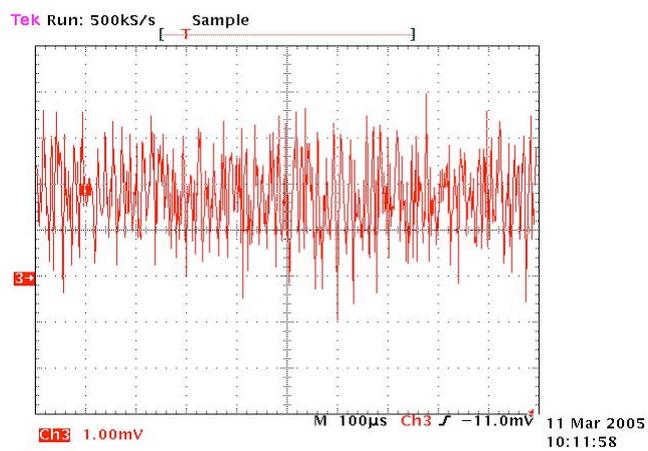


Fig. 8 - Offset in uscita.

Poiché l'amplificazione è di 9.33V/V l'offset equivalente in ingresso è minore di 160 μ V. Per il test del noise l'oscilloscopio è stato posto in infinita persistenza per 10 minuti (Fig. 9).

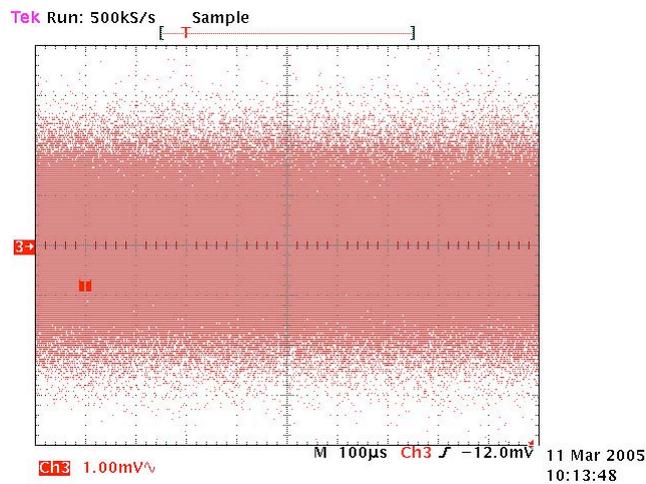


Fig. 9 - Test del noise.

L'elevata banda passante dell'LMH6624 fa sì che anche la risposta all'impulso sia eccellente. Configurato come in figura con le resistenze di retroazione indicate, di valore relativamente basso, la risposta all'impulso è mostrata in Fig.10.

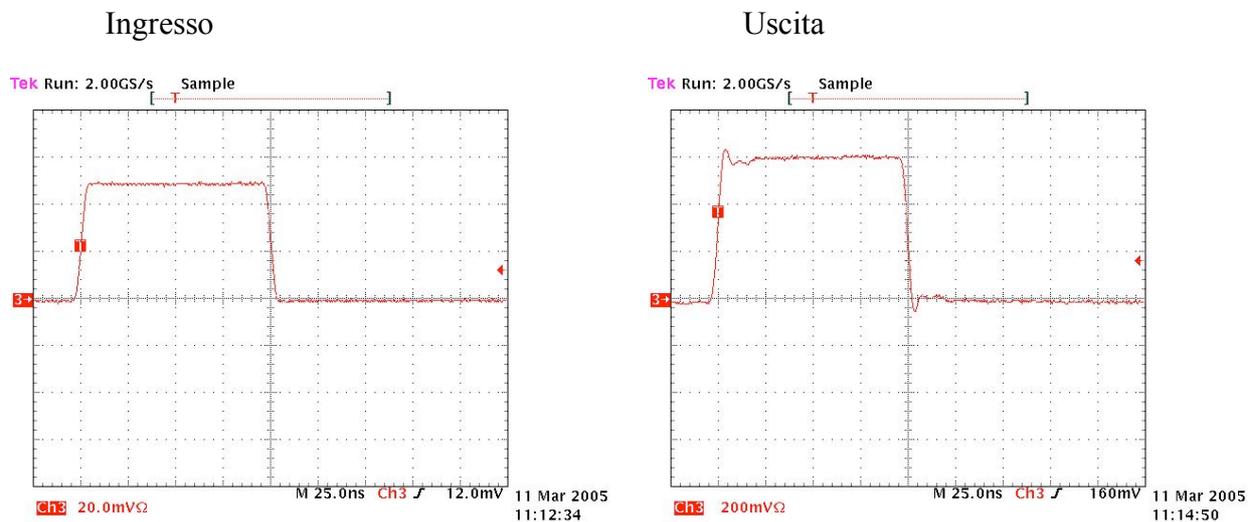


Fig. 10 - Risposta all'impulso.

7. CONCLUSIONI

Talvolta nei test di laboratorio risulta necessario far uso di sonde amplificate per poter osservare segnali altrimenti indistinguibili dal rumore. I prezzi delle sonde attive si aggirano intorno a qualche migliaio di euro. La sonda da noi realizzata, pur se di prestazioni leggermente inferiori, è uno strumento adatto sia per la misura del segnale che per quella del noise ad un prezzo irrisorio.

8. BIBLIOGRAFIA

- [1] Measurement Concepts, W.McAbeI, Tektronix 1969.
- [2] Oscilloscope probe circuits, J.Weber, Tektronix 1969.
- [3] Electromagnetic Compatibility, L. Tihanyi, Newnes 1995.
- [4] Noise Reduction Techniques in Electronic.