



ISTITUTO NAZIONALE DI FISICA NUCLEARE

Sezione di Napoli

INFN/TC-05/07

21 Aprile 2005

UN PREAMPLIFICATORE DI CARICA PER LE INTERAZIONI LASER

Raimondo Chiaramonte, Pasquale Parascandolo

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

Abstract

Questa nota descrive un preamplificatore di carica a basso costo sviluppato per trattare i segnali di front-end in uscita dal fotomoltiplicatore dello spettrometro usato in un esperimento per la misura di armoniche di ordine elevato in molecole allineate.

1. INTRODUZIONE

L'interazione di radiazione laser intensa (10^{12} - 10^{15} W/cm²) con atomi e molecole conduce alla generazione di armoniche di alto ordine della radiazione fondamentale. Attualmente quasi tutti i sistemi laser di questo tipo sono basati su di un oscillatore al Titanio-Zaffiro che produce una radiazione centrata intorno agli 800 nm. In laboratorio, pertanto, si riescono a produrre diversi ordini di armoniche - tipicamente diverse decine- e si arriva così a lunghezze d'onda fino a poche decine di nanometri.

Questa radiazione cade nell'intervallo del cosiddetto ultravioletto da vuoto (VUV).

In alcuni sistemi, si possono però raggiungere i pochi nanometri, cioè l'intervallo dei cosiddetti raggi X molli. Il processo di generazione di armoniche può, quindi, essere sfruttato per generare radiazione coerente in un intervallo molto interessante e scarsamente coperto da sorgenti che possono stare in un piccolo laboratorio.

Il gruppo del prof. Velotta del Dipartimento di Scienze Fisiche di Napoli collabora da anni con il gruppo del prof. J. P. Marangos dell'Imperial College di Londra sull'interazione di laser intensi con molecole. In particolare, nel 2000 è stato realizzato il primo esperimento di generazione di armoniche da molecole allineate. L'allineamento delle molecole era indotto da un impulso laser che induceva un momento di dipolo che si allineava nel campo laser stesso. Questo esperimento ha aperto la strada a tutta una serie di lavori teorici e sperimentali che hanno portato, tra l'altro, ad evidenziare il ruolo dell'interferenza quantistica nella generazione di armoniche da molecole. Nell'ambito di questa collaborazione, si è recentemente presentato il problema di rivelare piccoli segnali di armoniche prodotti da un moltiplicatore di elettroni posto all'uscita di uno spettrometro.

I segnali indotti dagli impulsi laser di cui si vuole misurare la carica hanno durate comprese tra 8 e 12 ns ed una dinamica che va da 1 mV a 50mV con una bassa frequenza di ripetizione (attorno ai 10 Hz). Il set-up sperimentale deve essere il più possibile privo di noise e poco suscettibile a disturbi che potrebbero interferire con il segnale del fototubo. A bassi livelli di segnale, le misure all'oscilloscopio (Fig. 1) diventano più complesse ed occorre anche controllare il rapporto segnale rumore del generatore d'impulsi (Tab.1).



Fig. 1 - Noise del TEK mod. su infinita persistenza con ingresso chiuso a massa

Tab. 1 - Rapporto Segnale/rumore dell'impulsatore -Agilent 250 misurato con TDS749-

Vin (mV)	N (mV)	Vin/N (Signal/Noise)
5	1,44	3,47
10	1,44	6,94
20	1,44	13,89
30	1,48	20,27
40	1,48	27,03
50	1,6	31,25
60	1,66	36,14
80	1,72	46,51
100	2,2	45,45
200	2,4	83,33
300	4,85	61,85
400	5,55	72,07

Per migliorare il rapporto segnale rumore si possono usare dei filtri. In questa applicazione è possibile utilizzare un filtro passa alto senza problemi e, come in tutte le applicazioni a basso rumore, bisogna usare componenti a bassa figura di rumore ed evitare loop di massa che, funzionando da antenna, potrebbero captare in ingresso molti segnali spuri.

2. I LOOP DI MASSA E LE INTERFERENZE

Un loop di massa si crea allorché due o più ritorni di massa sono collegati in due punti diversi che sono supposti essere allo stesso potenziale. Il risultato di ciò è che si crea una spira di conduttore. In presenza di un campo magnetico variabile questa spira si comporta come il secondario di un trasformatore. Il campo magnetico che eccita la spira può essere creato da qualsiasi altro conduttore nelle vicinanze, da una corrente variabile, da un primario di un trasformatore, o anche dalla commutazione di un circuito digitale. La corrente che circola nel loop sviluppa una piccola tensione ai capi di una qualunque impedenza all'interno del loop. A causa di ciò in un qualunque istante diversi punti all'interno del loop di massa possono non essere più allo stesso potenziale.

Basta solo connettere il coccodrillo di massa dell'oscilloscopio alla massa del circuito in esame e già si crea una spira se il circuito è chiuso verso massa. Si sviluppa così un potenziale sulla massa del probe che risulta dalla circolazione di corrente sull'impedenza della spira. In questo modo, istante per istante, il potenziale della massa dell'oscilloscopio non sarà lo stesso di quello della massa nel circuito dove si vuole fare la misura. Questa differenza di potenziale può variare da qualche microvolt a qualche decina di millivolt. Poiché la misura del segnale è effettuata a partire dalla calza di massa del probe, il segnale visualizzato può non rappresentare il circuito in esame. L'errore diventa maggiore man mano che l'ampiezza del segnale da misurare decresce.

Per tagliare il loop si può usare un trasformatore di isolamento, alimentare l'oscilloscopio a batterie o anche effettuare una misura differenziale.

Poiché qualche loop è inevitabile, e poiché per ottimizzare il funzionamento di un circuito bisogna attenuare i disturbi elettromagnetici, bisogna diminuire le dimensioni e quindi l'area del loop. Inoltre, bisogna usare componenti la cui frequenza di taglio, compatibilmente con il funzionamento del circuito, sia la più bassa possibile perché meno sensibili alle interferenze.

Anche il cablaggio richiede grande cura. L'area delimitata dai cavi che fanno la interconnessione costituisce in genere la superficie più grande attraverso cui si può accoppiare il disturbo. Quindi, per ridurre l'interferenza, bisognerebbe ridurre la lunghezza dei cavi. Inoltre, per frequenze fino ai 100 MHz è più conveniente usare coppie twistate perché le correnti che circolano sono sfasate di 180° e quindi il campo a una piccola distanza dalla coppia già scende a livelli trascurabili. Abbiamo perciò scelto di fare i cavi di interconnessione molto piccoli e di mettere il circuito, alimentato a batterie, all'interno di un contenitore metallico funzionante da schermo (Fig. 2). Abbiamo anche scelto di pre-amplificare il segnale prima della connessione all'amplificatore di carica.

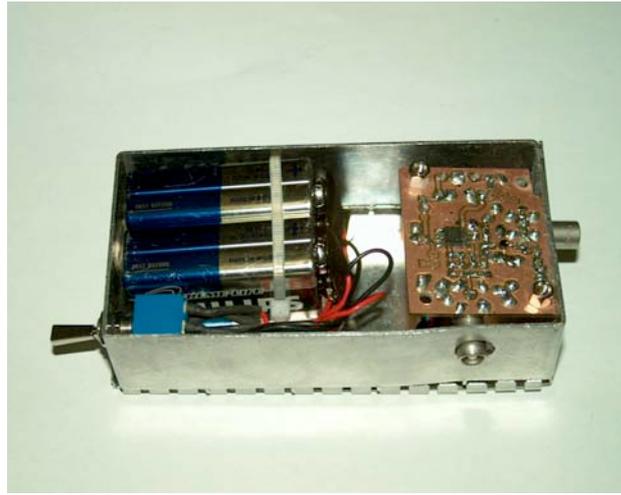
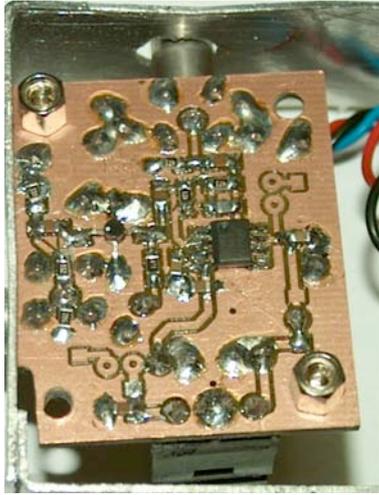


Fig.2 - Scheda e contenitore metallico.

3. IL PREAMPLIFICATORE

Il segnale in uscita dal fotomoltiplicatore è stato dapprima inviato ad un preamplificatore integrato MAR-6 (Fig. 3), a basso costo, della Mini-Circuits [1]. La famiglia di amplificatori MAR si caratterizza per l'elevata banda passante, per avere un'impedenza d'ingresso e di uscita perfettamente definita e per aver un ampio spettro di amplificatori a diverso guadagno tra cui scegliere. Sostanzialmente il MAR è un dispositivo a due porte, la RF d'ingresso e la RF di uscita. Gli altri due pin vanno connessi entrambi a massa perché la tensione di alimentazione viene presa attraverso la resistenza di bias. L'induttore serie determina la risposta in alta frequenza del dispositivo. Le capacità di blocco in ingresso ed in uscita sono richieste perché sia l'ingresso che l'uscita stanno a tensione. Questi condensatori devono essere del tipo a bassa ESR (Equivalent Series Resistance) e dovrebbero avere anche una bassa reattanza per evitare delle perdite di inserzione. I condensatori di blocco dovrebbero essere del tipo tale da non entrare in risonanza fino alla massima frequenza di interesse.

Il MAR-6 [1] ha un guadagno di 20 dB a 100 MHz e di 16 dB a 1000 MHz e di almeno 11 dB a 2 GHz. Inoltre è piccolissimo, avendo un diametro di appena 0.085 pollici, ha impedenza di ingresso e uscita pari a 50Ω , ha una figura di rumore estremamente bassa (appena 2.8 dB).

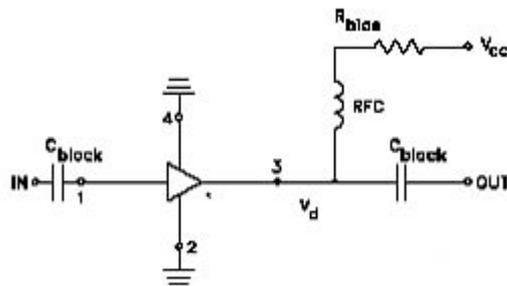


Fig. 3 - Amplificatore MAR-6 della Mini-Circuits.

L'accoppiamento in alternata non dà un apprezzabile degrado delle prestazioni perché il segnale da amplificare è inferiore a 50 mV, dura al massimo 12 ns ed ha una frequenza di ripetizione molto bassa (attorno a 10 Hz). Nello schema di Fig. 3 la scelta di R_{bias} determina la I_{bias} che vale $I_{bias} = (V_{cc} - V_d) / R_{bias}$ ed incide sulla stabilità in temperatura del dispositivo.

4. L'AMPLIFICATORE DI CARICA

Un amplificatore è fatto con componenti attivi e passivi ciascuno dei quali produce noise. Per calcolare il noise in uscita occorre calcolare le funzioni di trasferimento del rumore imputabili al singolo componente verso l'uscita. Perciò, nel modello di un amplificatore reale, per calcolare il rumore in uscita si preferisce assumere l'amplificatore "noiseless" con due sorgenti di rumore riportate in ingresso: un generatore di tensione v_s^2 ed un generatore di corrente i_p^2 , assumendo che R_1 ed R_2 (Fig. 4) siano di valore così piccolo da poter essere trascurate.

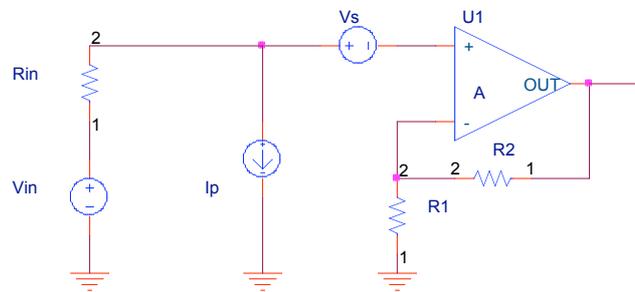


Fig. 4 - Modello con sorgenti di rumore.

Il valore di v_s^2 si può ricavare cortocircuitando gli ingressi dell'operazionale perché in questo modo si cortocircuita anche il generatore i_p^2 . Il valore di i_p^2 invece, si ricava lasciando aperti gli ingressi.

Nel caso reale la sorgente di segnale avrà una resistenza interna R_{in} ed a vuoto produrrà la tensione V_{in} . Connettendo questo generatore all'amplificatore reale in uscita si avranno due componenti di cui una è $A \cdot V_{in}$ (ed è il segnale amplificato) e l'altra dovuta al noise è pari a:

$$v_{ineq}^2 = R_{in}^2 i_p^2 + E_R^2 + v_s^2.$$

Questa equazione descrive il contributo al rumore sia dovuto alla impedenza della sorgente E_R^2 sia dovuto alle sorgenti di noise proprie dell'operazionale. Dalla formula è anche chiaro che il resistore R_{in} ha grande influenza sul noise dell'amplificatore sia a causa del noise termico sia a causa della caduta $i_p \cdot R_{in}$.

In un amplificatore di carica la rete di reazione è costituita da un condensatore. Il resistore che appare in parallelo al condensatore (Fig. 6) serve per il solo ripristino delle condizioni iniziali. Nel caso di un amplificatore ideale tutta la carica sarà trasmessa sul condensatore e la tensione di uscita sarà pari a Q/C .

Affinché la relazione di cui sopra sia verificata con ottima approssimazione è necessario che l'amplificatore abbia un guadagno molto elevato, una banda passante elevata e abbia un basso leakage e un basso noise, sia in tensione che in corrente. Il guadagno elevato è necessario perché si

vuole che l'ingresso invertente costituisca una massa virtuale. Se il guadagno dell'amplificatore non è molto elevato, sull'ingresso invertente appare un piccolo segnale. Questa parte del segnale non viene integrata e viene pertanto persa. La banda passante elevata è necessaria di modo che l'uscita segua l'ingresso senza distorsioni. Quando la banda passante è limitata la forma d'onda in uscita è distorta e il tempo di assestamento dell'uscita è più lungo. Questo fa sì che l'uscita sia più piccola in ampiezza di quanto dovrebbe essere.

Nella nostra applicazione abbiamo usato un moderno operazionale della National LM6171 [2] con uno slew rate di $3600 \text{ V}/\mu\text{s}$ che si caratterizza anche per avere un noise in tensione di $11 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$ alla frequenza di 1 kHz ed un current noise di $1 \text{ pA}/\text{Hz}^{1/2}$ sempre alla frequenza 1 kHz . La tensione di offset V_{os} è di 1.5 mV e il drift con la temperatura TCV_{os} è di $6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. La corrente di bias è di $1 \mu\text{A}$ e il guadagno per grande segnale vale 90 dB .

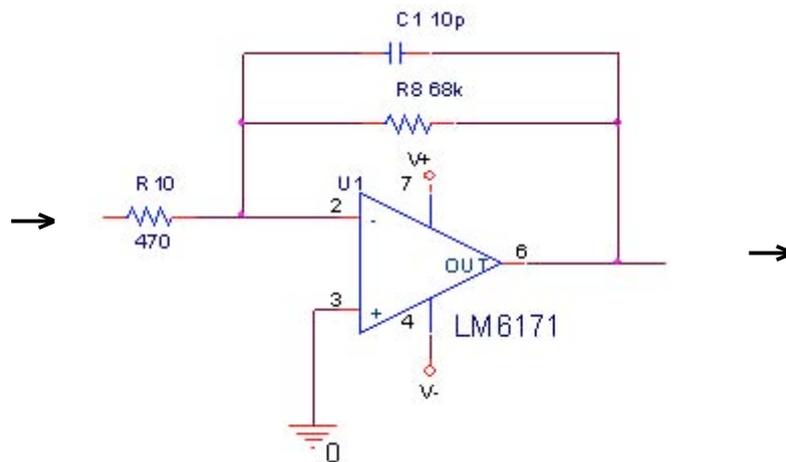


Fig. 6 - Schema elettrico di un amplificatore di carica.

Applicando in ingresso un segnale di 2 mV e durata di 10 ns si ha il segnale di uscita mostrato in Figura 7.

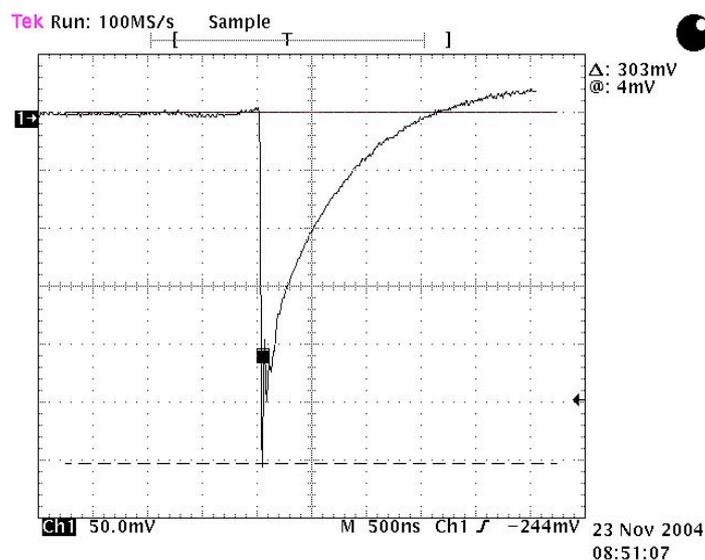


Fig. 7 - Segnale di uscita.

5. CONCLUSIONI

Il circuito realizzato è attualmente in uso all'Imperial College di Londra nell'apparato per la generazione di radiazione coerente nell'intervallo dei nanometri.

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] Mini-Circuits Data Book, 2001.
- [2] National Operational Amplifiers Data Book, 1995.