



INFN/TC-09/02
19 Marzo 2009

SPLITTER BOX PER L'ESPERIMENTO CORMORAD

Marco Battaglieri¹, Gabriele Firpo², Massimo Ivaldi¹, Fabio Pratolongo¹

¹*INFN- Sezione di Genova, Via Dodecaneso 33, I-16146 Genova, Italy*

²*Ansaldo Nucleare, Corso Perrone 25, I-16161 Genova, Italy*

Sommario

In questa nota si descrivono il progetto di uno *Splitter box* attivo per segnali analogici veloci, realizzato per l'esperimento CORMORAD ed i test di verifica e funzionamento su di esso condotti. I test sono stati eseguiti sia sul prototipo di laboratorio che sulla versione definitiva inserita nella DAQ dell'esperimento. Tutti i test hanno dimostrato la conformità del funzionamento alle specifiche di progetto.

1 L'ESPERIMENTO CORMORAD

Gli antineutrini prodotti nel processo di fissione nucleare nel nocciolo del reattore, possono essere utilizzati per il monitoraggio della potenza prodotta (proporzionale al loro flusso) e della composizione isotopica del materiale fissionabile (legata al loro spettro energetico). Infatti, i reattori a fissione trasformano il materiale combustibile (tipicamente ^{235}U) in nuclei più leggeri che decadono β^- . Per ogni fissione, oltre ad un elevato numero di neutroni, sono prodotti in media sei antineutrini. Mentre i neutroni sono assorbiti entro le pareti del core del reattore, gli antineutrini, data la loro scarsa probabilità d'interazione, fuoriescono senza interagire mantenendo inalterata ogni informazione circa il processo di fissione nel quale sono stati generati.

Il rate di produzione di antineutrini in un tipico reattore raffreddato ad acqua con potenza di 3 GW è circa 10^{26} antineutrini/g; un detector con un volume strumentato di 1 m^3 ed efficienza 80%, posto a 20 m dal core può misurare 6000 antineutrini al giorno del tutto sufficienti per il monitoraggio della potenza su base giornaliera. Lo spettro energetico degli antineutrini dipende dalle quantità relative di ^{235}U e ^{239}Pu e quindi una sua misura accurata permette il monitoraggio nel tempo della composizione isotopica del combustibile.

Il progetto CORMORAD (COrRe MONitoRing with an Antineutrino Detector) si propone la realizzazione di un rivelatore adatto alla misura degli antineutrini prodotti da un reattore nucleare. Il rivelatore proposto è costituito da un cubo di circa un metro di lato formato da barre di scintillatore plastico di $5\times 5\times 100\text{ cm}^3$ lette in gruppi di 9 da due fotomoltiplicatori posti agli estremi del gruppo. Gli antineutrini interagiscono con i nuclei d'idrogeno contenuti nel rivelatore attraverso la reazione *beta inverso*; la rivelazione simultanea del positrone e del neutrone permette una chiara identificazione del processo e una efficace soppressione dei fondi di misura.

La carica e il tempo di arrivo di ciascun segnale sono digitalizzati e registrati da un sistema di acquisizione basato sullo standard VME, gestito da una CPU dedicata. Il trigger, basato su una FPGA genera due gates, uno legato alla misura del segnale di ionizzazione del positrone e il secondo, ritardato di un centinaio di μs , dovuto alla cascata di fotoni prodotta dalla cattura del neutrone. Da ogni fototubo devono essere prelevati due segnali da inviare rispettivamente a un set di discriminatori e a due set di ADC. I segnali discriminati sono poi inviati sia alla logica di trigger sia a un set di TDC *multihit*. Sia il segnale analogico inviato agli ADC che quello discriminato inviato al TDC dovranno essere ritardati di un tempo opportuno per la realizzazione del segnale di trigger.

Nasce quindi l'esigenza di:

- duplicare il segnale del PMT, possibilmente senza dover dimezzare la sua intensità;
- inserire una linea di ritardo sul ramo analogico;
- duplicare l'uscita analogica in modo da inviare il segnale a due set di ADC per la misura del segnale *prompt* e di quello ritardato. Nuovamente, sarebbe molto auspicabile evitare di dimezzare l'ampiezza del segnale.

Da queste esigenze è nato il progetto per uno Splitter box attivo per segnali analogici, con banda passante sufficientemente elevata da preservare il fronte di salita dei segnali di fototubo ($\sim 2\text{ns}$), compatto e con elevata molteplicità descritto in dettaglio in questa nota.

2 IL PROGETTO DELLO SPLITTER BOX

2.1 Il canale completo

Il progetto dello Splitter è basato sull'amplificatore operazionale LMH6703 della National: un dispositivo con architettura di feedback in corrente ad alta velocità, ottimizzato per un'eccellente banda passante fino a 1GHz e con bassa distorsione. Il feedback di corrente ha la funzione di mantenere un'ottima risposta in frequenza per un dato guadagno, configurato attraverso il dimensionamento di opportune resistenze. La scelta è caduta sull'amplificatore LMH6703 per la sua velocità, conforme alle nostre specifiche, poiché il segnale d'ingresso alla scheda ha fronti di salita che possono essere anche di 2ns.

La configurazione scelta è stata quella non invertente con un guadagno G uguale a due per il primo stadio e uguale a uno per il secondo stadio, con segnali sempre ad impedenza 50 ohm.

Tenendo conto dei tanti canali e quindi dell'elevato numero di elementi presenti nel progetto, abbiamo preferito impiegare tutti componenti a montaggio superficiale (escluso i connettori). Inoltre, per ridurre le capacità parassite e per avere un ingombro il più ridotto possibile per il LMH6703, si è scelto il package a 6 pin nel formato SOT23.

Lo schema elettrico del canale completo è riportato in Fig.1.

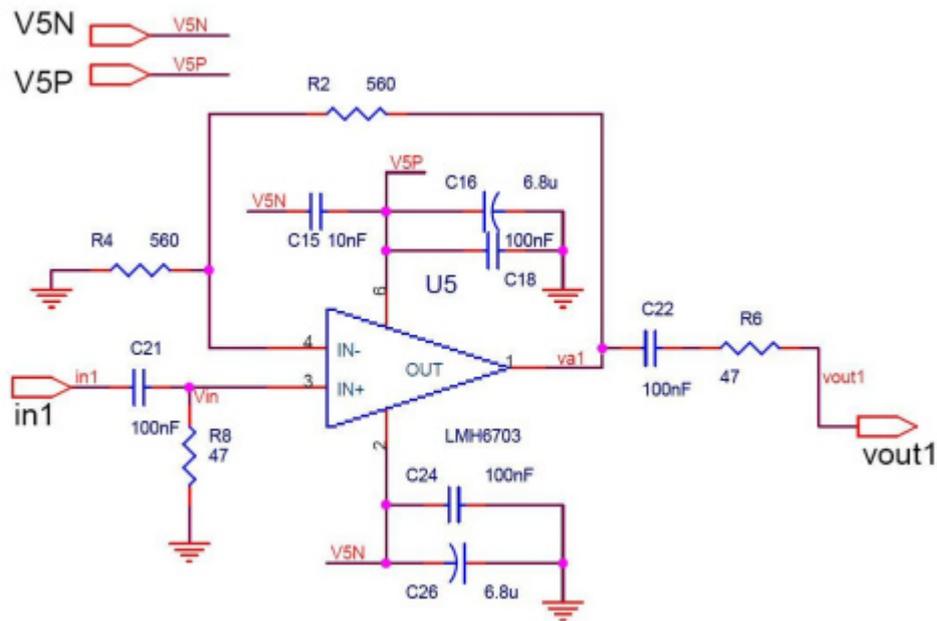


FIG. 1: Singolo stadio dell'amplificatore .

2.2 Lo Splitter box

Lo Splitter box monta 12 canali completi. L'alimentazione e le dimensioni fisiche sono state progettate rispettando lo standard NIM in modo da favorire l'inserimento nel relativo crate. Visto il numero elevato di connettori e l'alta molteplicità, ogni board ha una larghezza di 4U.

Lo Splitter box, fondamentale, riceve 12 ingressi in formato BNC dal rivelatore e deve fornire 36 uscite in diversi formati tutti posti sul pannello frontale, così composte: 12 uscite LEMO

(etichettate DISCRIMINATOR OUT) e 24 uscite ritardate, raggruppate in due connettori tipo flat –cable a 34 pin ciascuno (etichettate 1ADC e 2ADC).

L'intero sistema consta di due schede: la prima, sistemata sulla parte frontale, include i componenti elettronici attivi e comprende 12 stadi identici, ognuno dei quali genera due copie del segnale d'origine con un'amplificazione impostata a due. Una copia va ai DISCRIMINATOR, l'altra va alla scheda collocata sul retro, denominata Delay.

Questa scheda è passiva e ha la funzione di generare un ritardo attraverso 12 connettori BNC d'ingresso e 12 connettori BNC d'uscita collegati da opportuni cavi, tarati di determinata lunghezza. I 12 segnali ritardati sono re-inviati sulla scheda Splitter, ad un altro stadio, uguale al precedente ma con un'amplificazione unitaria. Questa volta le due copie del segnale sono inviate ai due diversi connettori 1ADC e 2ADC.

3 MISURE DI AMPLIFICAZIONE

Il PCB della scheda in oggetto è un circuito multistrato a 6 layer con tre piani di alimentazione, rispettivamente GND, V5PA, V5NA e tre strati per i segnali, la maggior parte con un'impedenza controllata a 50 ohm. Le dimensioni del PCB sono 185x120 mm. Il progetto del layout e il montaggio sono stati effettuati presso il laboratorio di elettronica della sezione di Genova.

Il debug della scheda non ha incontrato particolari problemi, salvo un inconveniente iniziale relativo alla tensione d'uscita (V_{out}) del primo stadio, che presentava un rumore di fondo piuttosto elevato; inserendo, però, una capacità di filtro di 1.5pF tra il morsetto non invertente dell'amplificatore e massa, il rumore si è notevolmente ridotto.

Tutte le misure sono state fatte simulando un ingresso tipico di scintillatore plastico letto da un fotomoltiplicatore. Il generatore di funzioni è stato programmato per produrre un impulso di forma trapezoidale con tensione massima di 50mV, larghezza totale di 15ns e tempo di salita e discesa uguali a 1.5ns.

La prima misura fatta sulla scheda è la misura della tensione di uscita dei discriminatori e in seguito la tensione di uscita degli adc.

Il tipico segnale di uscita di un discriminatore, in questo caso il DISCRIMINATOR OUT4, è riportato in figura 2 traccia 1; nella stessa figura la traccia 4 rappresenta il segnale del generatore di funzioni, cioè l'input della scheda. L'oscilloscopio riporta anche il valore numerico della V_{out} .

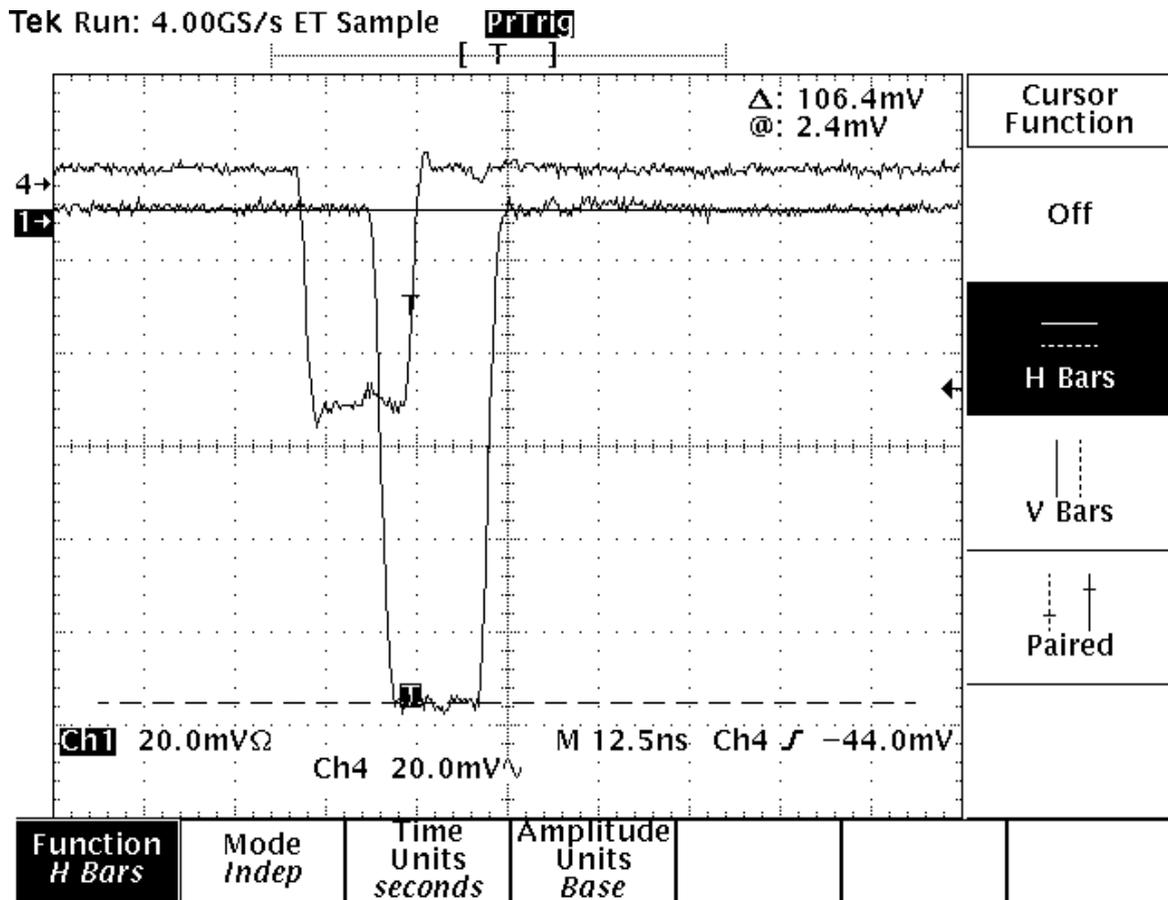


FIG. 2: Vout DISCRIMINATOR OUT4.

In figura 2 si può apprezzare in modo significativo l'amplificazione del DISCRIMINATOR OUT4, pari a 2.13. Inoltre si osservano anche la corretta riproduzione del segnale d'ingresso e la presenza di un lieve rumore di fondo dopo che il segnale è ritornato al valore di partenza.

Presentiamo, in figura 3, la stessa misura di Vout, anche per il DISCRIMINATOR OUT6, soprattutto per far risaltare l'uniformità della Vout e il corretto andamento del segnale che è tipico di tutti i segnali d'uscita.

Per il DISCRIMINATOR OUT6 il valore del guadagno è pari a 2.14.

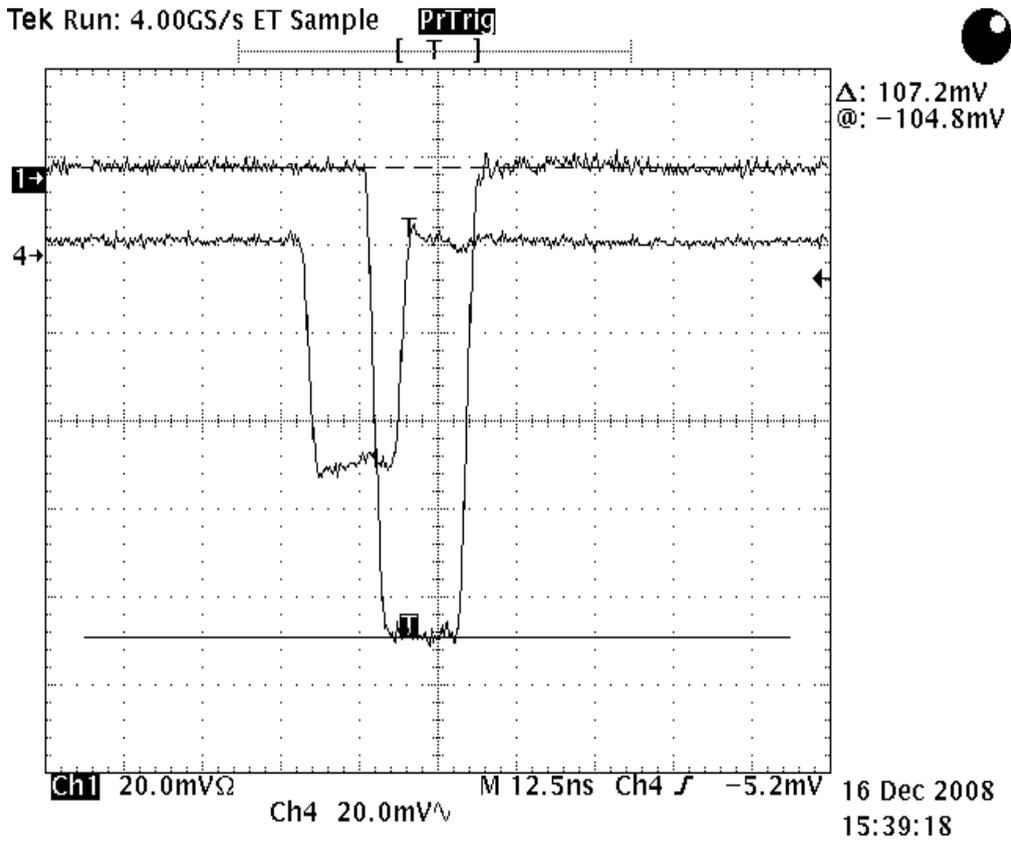


FIG. 3: Vout DISCRIMINATOR OUT6.

Per il riepilogo ci affidiamo alla figura 4 che evidenzia tutte le Vout dei discriminatori:

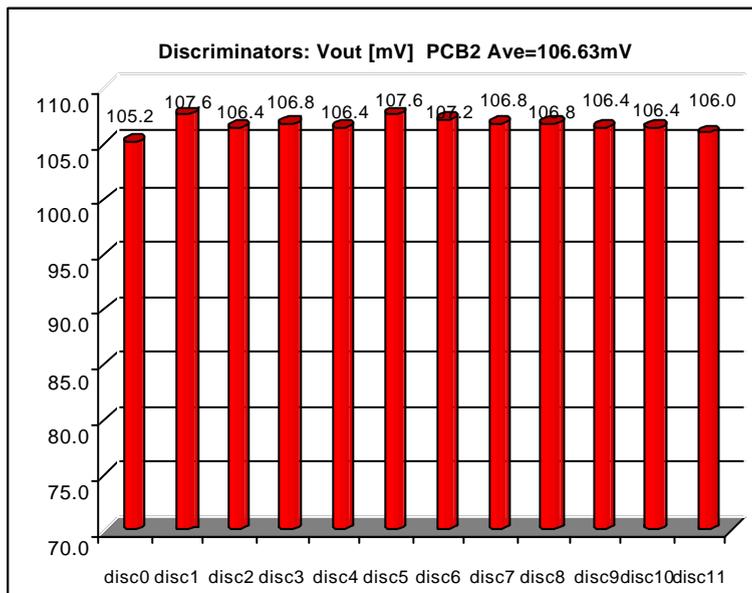


FIG. 4: Istogramma di tutte le Vout dei discriminatori.

Bisogna notare che in questa scala le differenze sono decisamente esagerate, poiché si

parte da 70mV e non dallo zero, comunque, si nota un'ottima uniformità della V_{out} ; le minime differenze ($Max\Delta V=2.4mV$, $Max\Delta V/V_{average}=2.2\%$) mostrano ottime caratteristiche di risposta del sistema.

La media calcolata è 106.63mV.

Successivamente, siamo passati a misurare la V_{out} delle uscite del connettore 1ADC. La figura 5 rappresenta, come esempio, l'uscita 1ADC8.

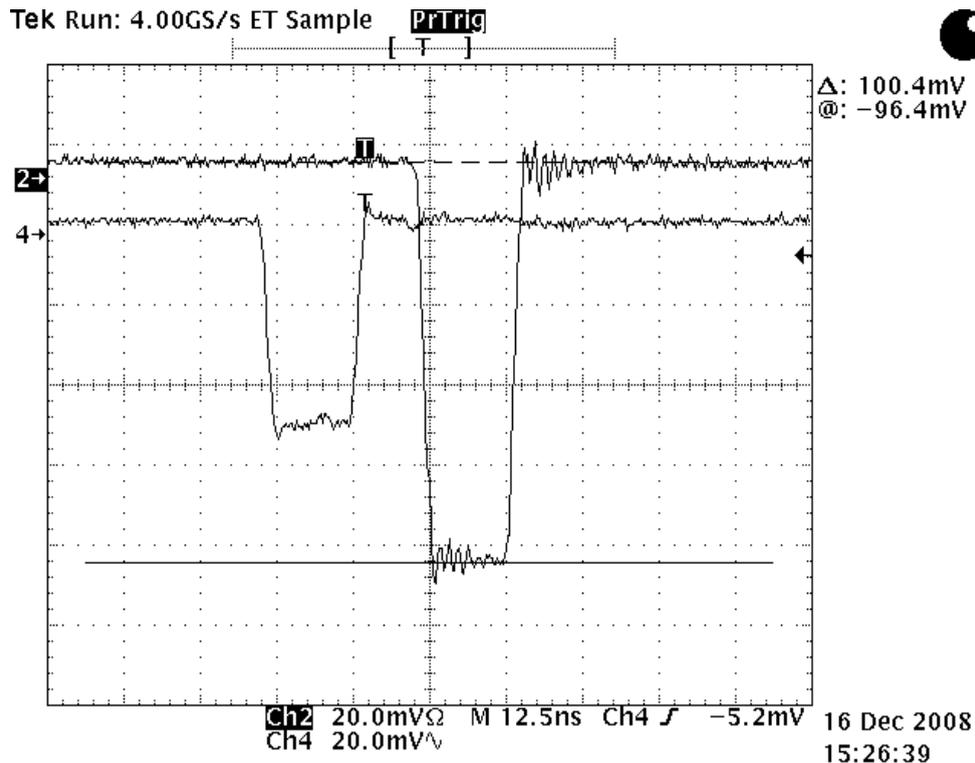


FIG. 5: V_{out} dell'uscita 1ADC8.

Da tale figura si evince che l'amplificazione del segnale 1ADC8 è pari a 2.01. La V_{out} è inferiore all'uscita dei discriminatori perché il segnale dopo l'uscita dello stadio è fatto transitare sulla scheda Delay per poi tornare alla scheda Splitter, con conseguente lieve attenuazione.

Anche in questo caso l'istogramma di figura 6 mostra l'ottima uniformità delle uscite 1ADC ($Max\Delta V=1.6mV$, $Max\Delta V/V_{average}=1.6\%$.)

La media calcolata è 100.93mV.

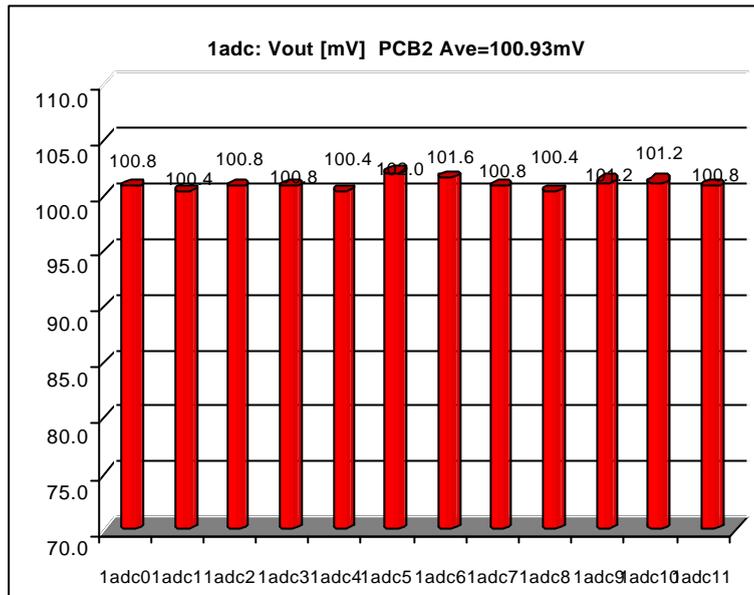


FIG. 6: Istogramma di tutti i segnali 1ADC.

Per completare i test di amplificazione, siamo passati a misurare la Vout delle uscite del connettore 2ADC. In questo caso non mostriamo alcun grafico, in quanto molto simile a quello precedente e passiamo subito all'istogramma riassuntivo che si vede in figura 7.

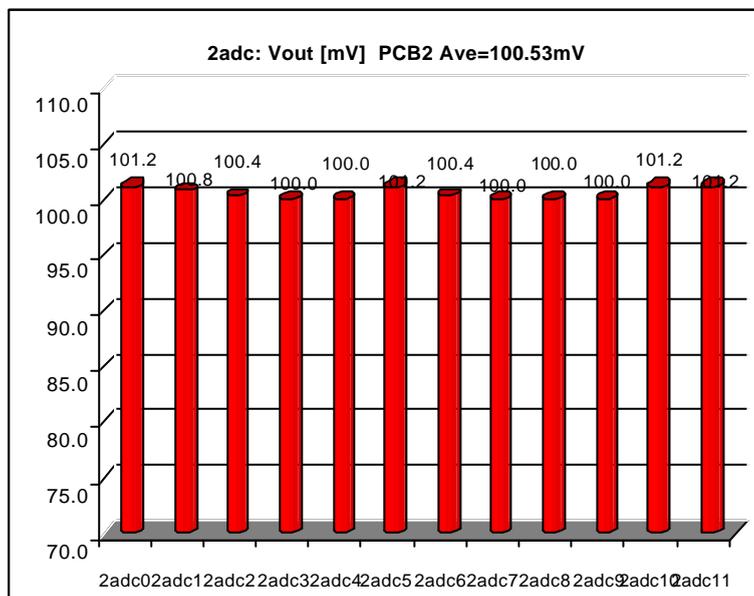


FIG. 7: Istogramma di tutti i segnali 2ADC.

Anche le misure su 2ADC rendono evidente lo stesso comportamento visto per le uscite 1ADC. Come mostrato in figura 7, anche in questo caso si ha un'ottima uniformità tra i diversi canali ($\text{Max}\Delta V=1.2\text{mV}$, $\text{Max}\Delta V/V_{\text{average}}=1.2\%$).

Concludiamo che, a nostro avviso, tutte le uscite dello Splitter box dal punto di vista dell'amplificazione sono di ampiezza desiderata e uniformi tra loro.

4 MISURE DI RITARDO, RUMORE E DI BANDA PASSANTE

La seconda serie di misure effettuata per il sistema in oggetto sono le misure del ritardo introdotto dallo Splitter box nella catena dell'intero esperimento. Per valutare il comportamento del circuito, abbiamo misurato dall'oscilloscopio il ritardo tra il segnale d'ingresso e l'uscita avendo cura di eliminare dalla misura il contributo del ritardo introdotto dal cablaggio.

Presentiamo, quindi, direttamente gli istogrammi relativi partendo da quello dei discriminatori:

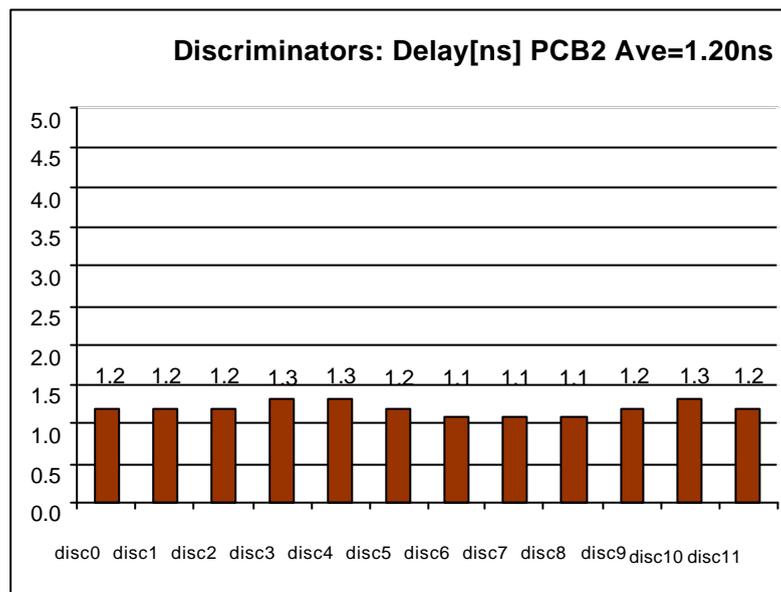


FIG. 8: Istogramma dei ritardi dei discriminatori.

L'osservazione dell'istogramma mostra un bassissimo tempo di propagazione del segnale tra ingresso e uscita e un'ottima uniformità (la media è solo 1.20ns mentre $\text{Max}\Delta T=0.2\text{ns}$).

Vediamo subito l'istogramma relativo ai ritardi dei segnali di 1ADC.

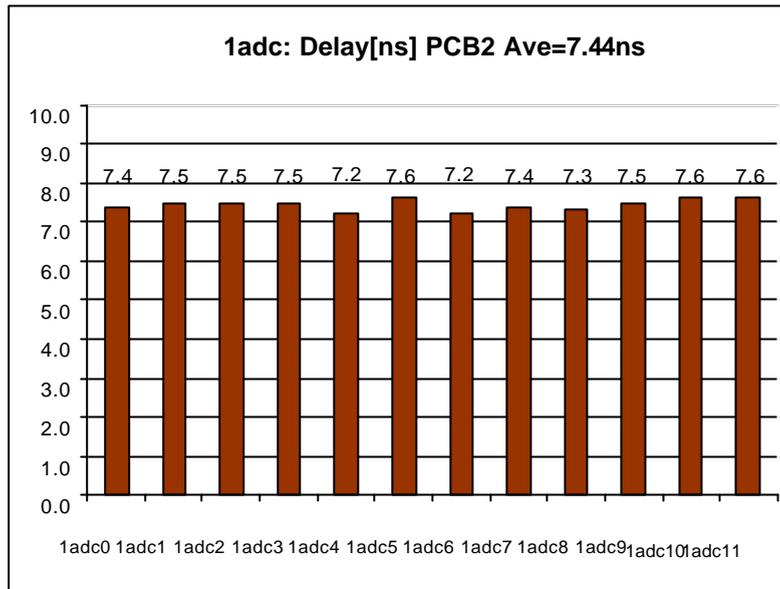


FIG. 9: Istogramma dei ritardi dei segnali 1ADC.

Nel grafico di figura 9 e di figura 10, i valori misurati includono sempre i 4ns introdotti dalla linea di ritardo che attraversa la scheda Delay. Quindi $\Delta T_{1ADC}=3.44ns$ e $\Delta T_{2ADC}=3.48ns$ con un'ottima uniformità tra i diversi canali in entrambi i casi.

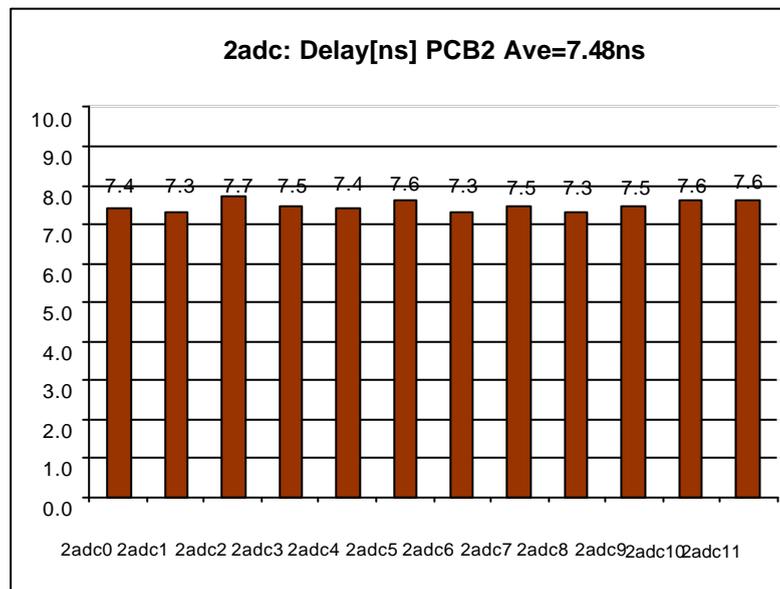


FIG. 10: Istogramma dei ritardi dei segnali 2ADC.

Durante la fase iniziale di debug sono stati riscontrati problemi con il rumore di fondo dell'amplificatore; si è ritenuto, pertanto, necessario eseguire dei test sul rumore presente in uscita. Evitando di riportare gli istogrammi, per $V_{in}=50mV$, si è misurato: V_{discr} nel range 2.7 - 3.3 mV ($\Delta V_{discr}=2.96mV$), V_{1ADC} nel range 2.8 - 3.7 mV ($\Delta V_{1ADC}=3.30mV$) e infine, V_{2ADC} nel range 3.1 - 4.3 mV ($\Delta V_{2ADC}=3.43mV$). Questi valori sono sempre da considerarsi delta di

tensione picco-picco rispetto al valore di regime.

In questo caso il segnale 2ADC2 è quello più rumoroso, mentre gli altri sono omogenei tra loro, anche se leggermente più rumorosi dei segnali 1ADC.

Infine, siamo passati alle misure di banda impiegando un analizzatore di spettro. In figura 11, abbiamo misurato la risposta in frequenza del DISCRIMINATOR OUT0.

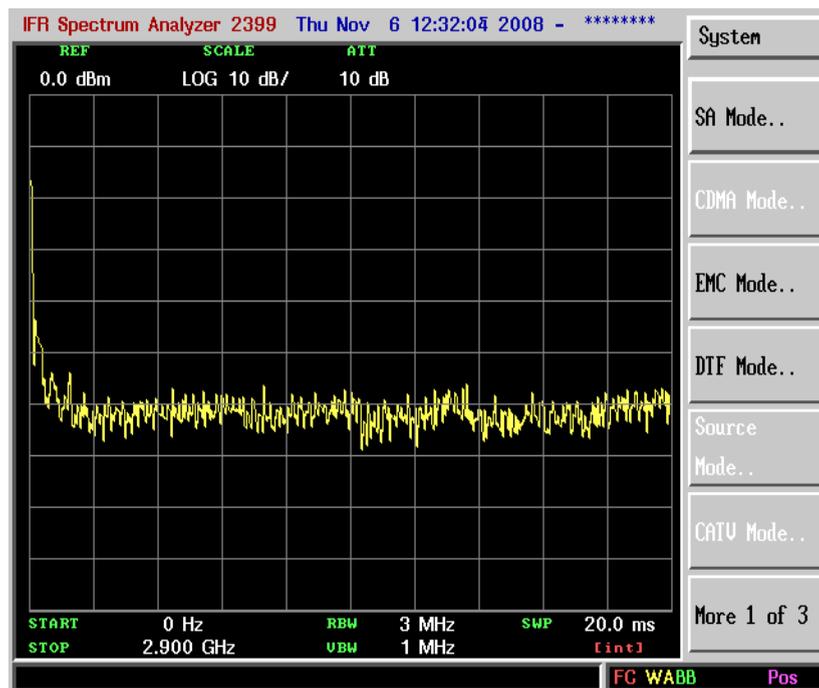


FIG. 11: Risposta del DISCRIMINATOR OUT0.

La risposta in frequenza misurata tra 0Hz e 3GHz mostra che non ci sono fenomeni d'interferenza e non ci sono perdite nel campo della frequenza.

Invece, in figura 12 è riportata la misura di banda passante del DISCRIMINATOR OUT0, nel campo di frequenze tra 0Hz e 1GHz, messa a confronto con la misura in banda del solo cavo. In verde è tracciata la risposta del cavo, mentre in giallo è tracciata la risposta del cavo più lo stesso DISCRIMINATOR OUT0.

Entrambe le tracce hanno un comportamento analogo fino alla frequenza di 720MHz, dove è posizionato il marker. Il peggioramento della banda che s'intravede intorno ai 250MHz è da attribuirsi al cavo poiché è presente anche nella misura singola dello stesso.

Le misure che abbiamo effettuato per il DISCRIMINATOR OUT0 valgono anche per tutte le altre uscite considerate. Non abbiamo trovato apprezzabili differenze.

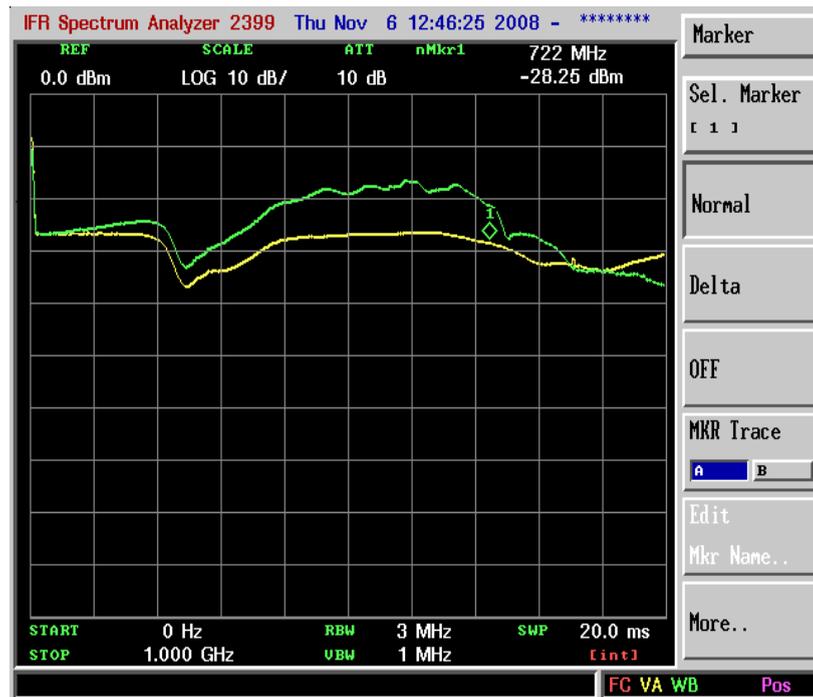


FIG. 12: Banda del DISCRIMINATOR OUT0.

5 MISURE SULLA LINEARITÀ DELL'AMPLIFICAZIONE

Al fine di valutare l'andamento lineare dell'amplificazione, è stato eseguito un test variando l'ampiezza del segnale d'ingresso, in modo tale da verificare che il segnale d'uscita mantenga lo stesso guadagno.

Il range delle ampiezze impiegate per tale test è variato da un minimo di 10mV, valore tipicamente attribuibile a un segnale basso di fototubo, fino a un massimo di 1V, valore, invece, decisamente improbabile nel contesto del nostro esperimento.

Le altre caratteristiche del segnale sono rimaste invariate rispetto alle prove condotte per le misure del ritardo (larghezza 15ns, tempo di salita e di discesa di 1.5ns).

In figura 13 è mostrata, a titolo di esempio, la forma d'onda dell'uscita del DISCRIMINATOR OUT4, quando all'ingresso corrispondente è introdotto un segnale di soli 10mV. Si noti che l'uscita è riconosciuta perfettamente e con un livello di rumore decisamente basso; l'amplificazione del segnale è pari a 2.24.

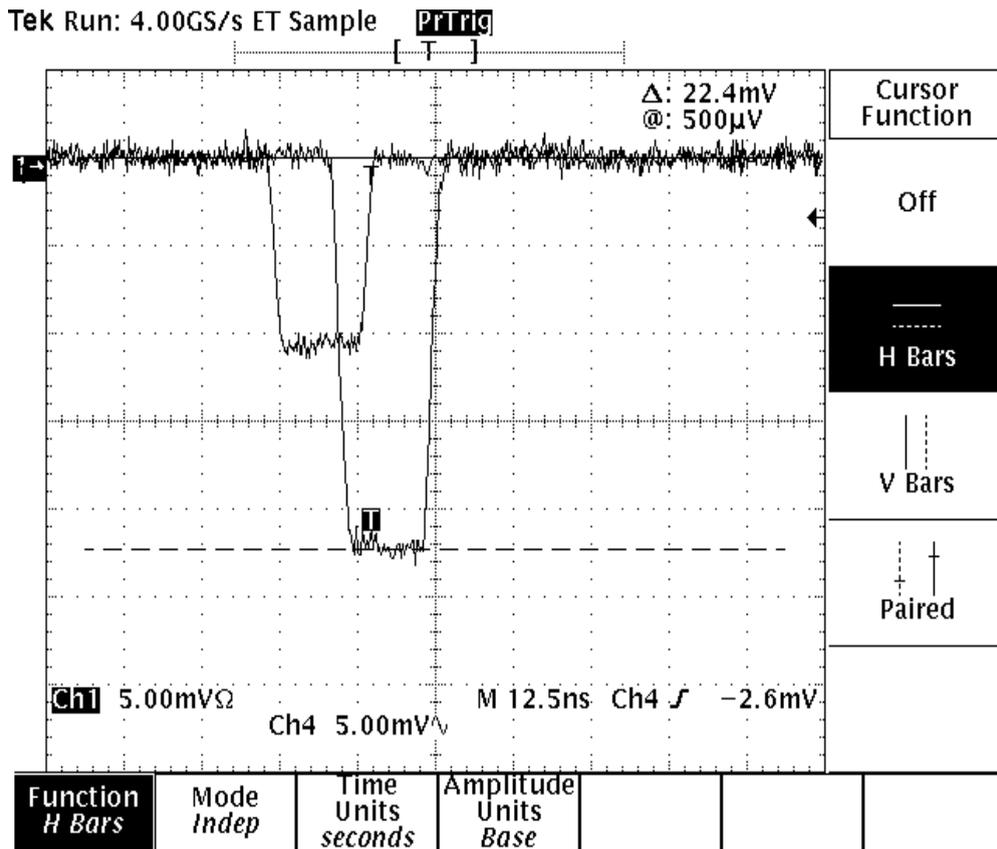


FIG. 13: Vout del DISCRIMINATOR OUT4.

Analogamente abbiamo misurato la Vout e il guadagno per le diverse ampiezze e per differenti segnali d'uscita. Il risultato di queste misure è mostrato in figura 14. La figura mostra solamente il guadagno dei DISCRIMINATOR OUT0, OUT4 e OUT8 ma gli stessi risultati sono stati trovati anche per le altre uscite dei discriminatori e per le uscite sui connettori 1ADC e 2ADC.

Da rimarcare il fatto che il valore di G in ordinata non parte da 0 ma da 1.80 in modo da amplificare le differenze che altrimenti non sarebbero state facili da rilevare. Le tre curve presentano lo stesso andamento e sono simili; l'unica differenza sostanziale è nella misura a 30mV che per il DISCRIMINATOR OUT0 è più bassa rispetto agli altri discriminatori. Si passa da 2.19 a 2.11.

L'altra cosa importante da osservare è la misura effettuata a 1V, che presenta un guadagno decisamente inferiore ed è il limite della linearità dell'amplificatore, che per grandi segnali ha una dinamica minore. In ogni caso, per valori d'ingresso inferiori a 1V, la linearità dell'amplificazione è da ritenersi buona.

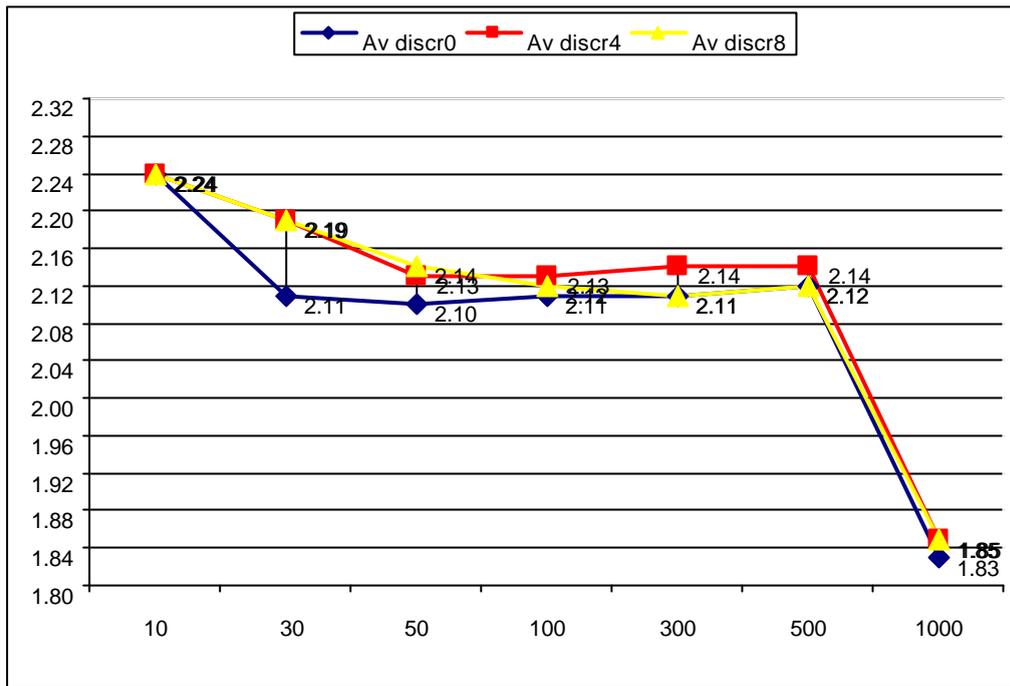


FIG. 14: Linearità dei DISCRIMINATOR OUT0, OUT4 e OUT8.

6 MISURE DI RISOLUZIONE IN CARICA

Al fine di verificare la risoluzione in carica (ovvero l'integrale del segnale) di tutti i canali dello Splitter, si è modificato il set-up sperimentale nella maniera seguente: è stato inviato un picco di forma rettangolare all'ingresso dello Splitter e successivamente, la relativa uscita all'ingresso di un modulo ADC CAEN V792. Una copia dello stesso segnale è stata inviata a un oscilloscopio per la misura indipendente dell'area del segnale.

L'integrale del segnale misurato con l'oscilloscopio, cioè l'area, è costante per valori dell'ordine di 10^3 . Inviando tale segnale in ingresso allo Splitter box e misurando la carica con l'ADC, si osserva che la risoluzione in carica non peggiora rispetto al caso precedente, modificandosi di qualche coefficiente dell'ordine di 10^3 , come dimostra la figura 15 che si riferisce alla prima uscita del canale 3 dello Splitter.

Sull'ascissa dell'istogramma sono riportati i canali dell'ADC. Come si vede dal rapporto tra la sigma e il valore medio riportato anche nella figura, la risoluzione rimane ottima, migliore per valori dell'ordine di 10^3 .

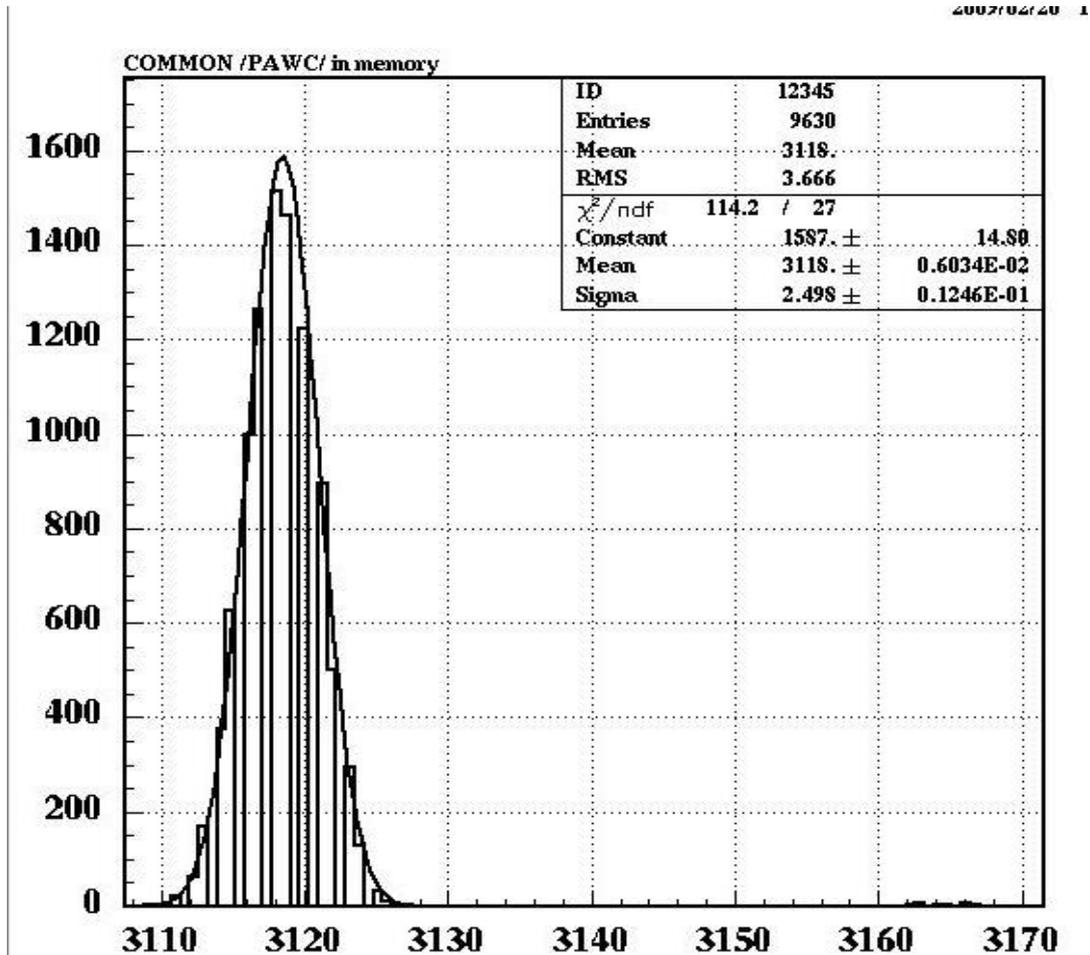


FIG. 15: Misura di energia del segnale 1ADC3.

La misura di confronto tra il guadagno dei vari canali è, invece, riportata nella figura 16 dove, in funzione del canale, sono presenti i valori di carica raccolti dalle uscite 1ADC (cerchi) e dalle uscite 2ADC (stelle).

Una cosa importante che si evince dalla figura 16 è rappresentata dal fatto che il gruppo di uscite 2ADC guadagna circa il 2% in meno rispetto al gruppo 1ADC, ma la misura è ancora compresa entro il range di errore. Solo il canale 5 risulta avere un guadagno sensibilmente inferiore rispetto agli altri; comunque si tratta di una differenza regolabile a posteriori sui dati. Il canale 10 non funzionava al momento delle misure per via di un guasto, successivamente ripristinato, su un amplificatore.

In definitiva, dopo una serie di misure consistenti, il sistema Splitter box composto dalle schede Splitter e Delay, risponde molto bene alle specifiche richieste dal punto di vista dei valori di tensione in uscita, da quello dei valori di ritardo dei segnali e anche come linearità dell'amplificazione; inoltre, inserito nella catena di acquisizione dell'esperimento, non influisce negativamente sulle informazioni di carica presenti sugli ingressi.

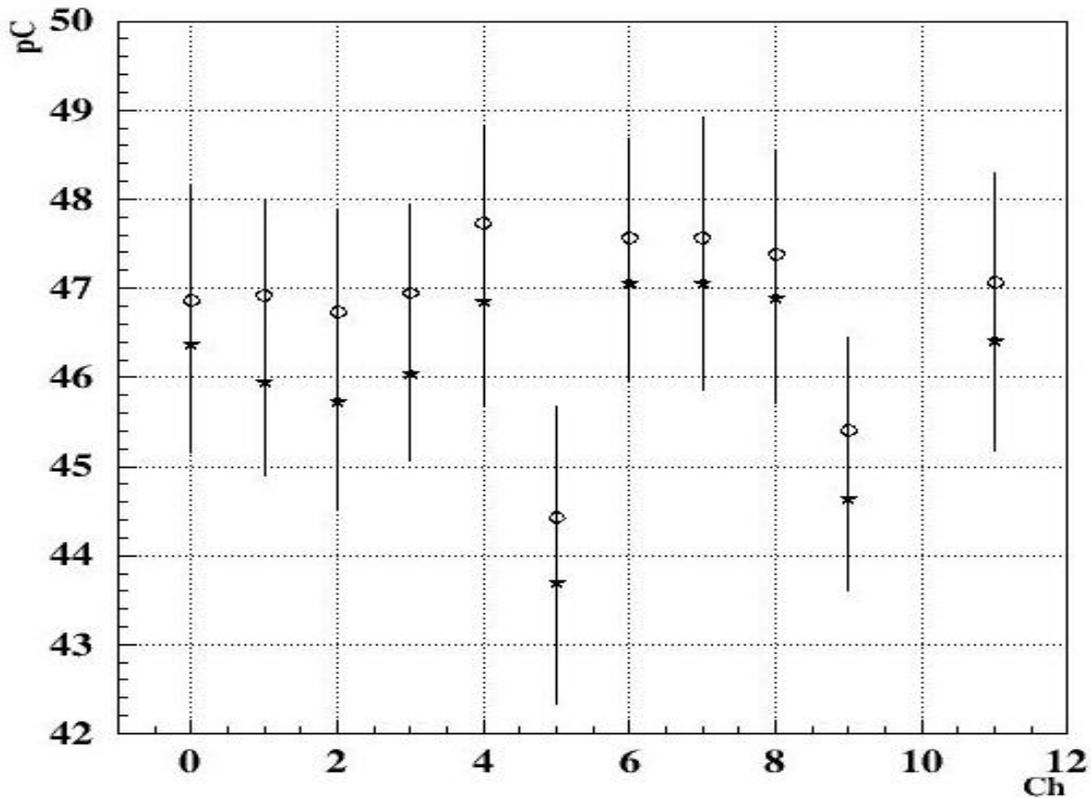


FIG. 16: Misura di carica di tutti i segnali ADC.

7 PROGETTO DELL'AMPLIFICATORE A GUADAGNO VARIABILE

L'ultima fase progettuale ha previsto l'implementazione di una versione modificata e semplificata a otto canali del circuito, con il solo scopo di amplificare il segnale con un guadagno variabile.

E' possibile impostare tre diversi guadagni: $G=2$, $G=3$ e $G=7$ agendo sul valore della resistenza $R4$ del singolo canale di amplificazione, in particolare ponendovi in parallelo un'altra resistenza e un jumper in serie, si ha la possibilità di ottenere i tre coefficienti di guadagno. La configurazione $G=7$ è impostata quando entrambi i jumper sono chiusi e pertanto le due resistenze poste in parallelo. Anche per il solo amplificatore, sono stati condotti una serie di test analoghi ai precedenti, il cui esito è riportato di seguito.

Prima di tutto, in figura 18, riportiamo l'istogramma di tutti i canali con $G=5$ omettendo l'istogramma con $G=2$ poiché praticamente uguale a quello dello Splitter. Nel grafico l'ordinata è il Guadagno e non il valore assoluto della V_{out} . Si nota un'ottima uniformità, infatti, le differenze sono minime ($\text{Max}\Delta G=0.10$, $\text{Max}\Delta G/G_{\text{average}}=1.9\%$). Il Guadagno medio di questa configurazione è 5.27.

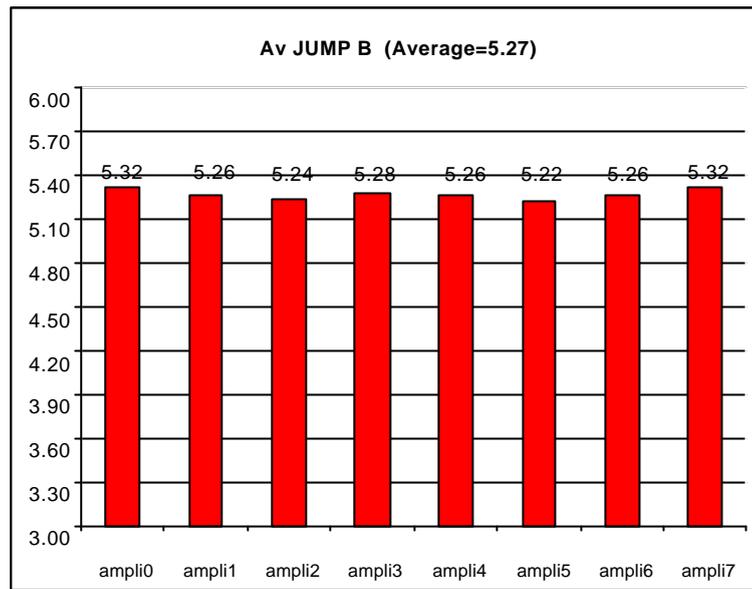


FIG. 17: Istogramma dei canali con $G=5$.

Gli stessi risultati si ottengono nel caso $G=7$.

Nella successiva figura 18 è rappresentata la misura di linearità per alcuni canali dell'amplificatore in rapporto a diverse tensioni in ingresso. Si osserva che, analogamente allo Splitter, la misura a 1V presenta un guadagno decisamente inferiore.

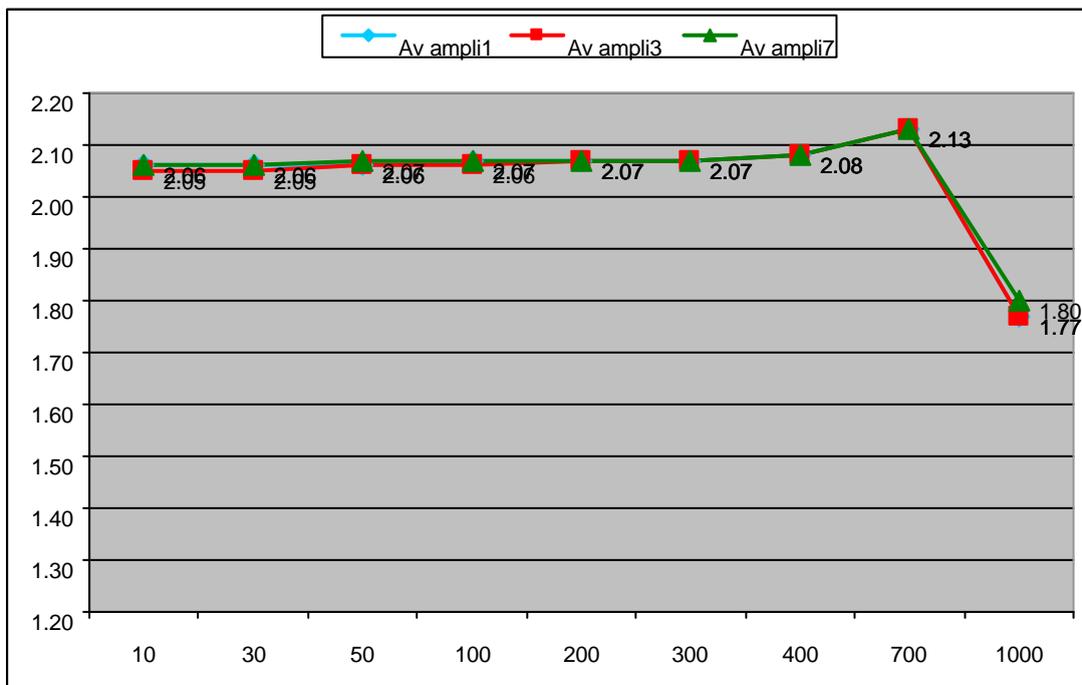


FIG. 18: Linearità dei canali 1, 3, 7.

Il comportamento descritto sopra è rimarcato ancora più chiaramente dal grafico in figura 19, in cui si evidenzia solamente la risposta del canale 3 per i tre guadagni.

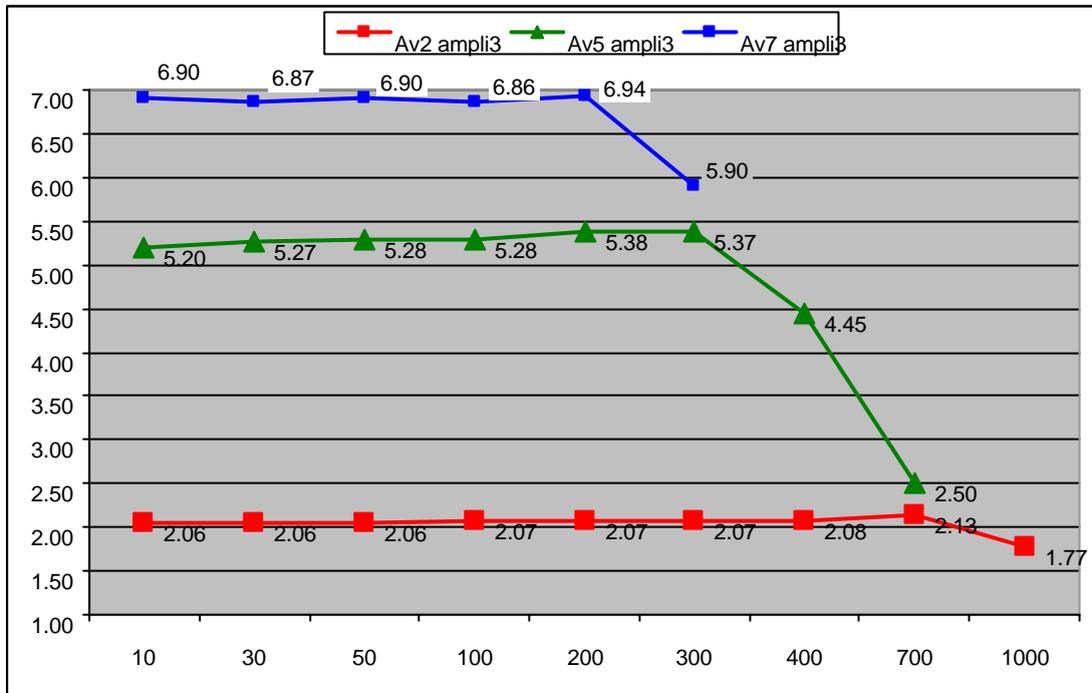


FIG. 19: andamento della linearità del canale 3 al variare del guadagno.

Si evince che, incrementando il Guadagno dell'amplificatore, si anticipa il valore della tensione d'ingresso per la quale si perde la linearità. Questo avviene perché l'amplificatore satura sempre intorno ad un valore di circa 1.8V.