



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Fisica e Astronomia “Galileo Galilei”

Corso di Laurea in Fisica

Tesi di Laurea

La risposta di un Resistive Micromegas, sensore
per una Time Projection Chamber a gas

Relatore

Prof. Gianmaria Collazuol

Laureando

Marco Menotti

Anno Accademico 2018/2019

Indice

Introduzione	3
1 Il rivelatore a Micromegas	5
1.1 La Time Projection Chamber	6
1.2 La Micromegas	6
1.3 Resistive Micromegas: i vantaggi	7
1.4 Piano resistivo e protezione dalle scariche	8
1.5 MM0 DLC3, la nostra Micromegas	11
2 Strumentazione	13
2.1 Misuratore RCL	13
2.2 Sonde	15
2.2.1 Sonda a pinza	15
2.2.2 Sonda a coccodrilli	17
2.3 Capacità e Resistenza	17
3 Caratterizzazione elettrica	19
3.1 Test sulla micromegas	20
3.1.1 Misure tra pads a distanze diverse	21
3.1.2 Sovrapposizione degli effetti	25
3.1.3 Come sono calcolate C_s ed R_s - l'equivalente circuitale serie	26
3.2 Prototipi di circuiti equivalenti	27
3.2.1 CRC serie	27
3.3 CRC con capacità in parallelo	29
3.3.1 Funzione di Bode a tutto spettro	34
3.4 Griglia infinita di resistenze	36
3.4.1 Introduzione	36
3.4.2 Piano di grafite	38
3.4.3 Griglia finita di resistenze	39
3.5 Simulazioni con LT Spice	41
3.5.1 Impostazioni simulazione	41
3.5.2 Simulazione 1: CRC	41
3.5.3 Simulazione 2: CRC con capacità in parallelo	43
3.5.4 Simulazione 3: griglia di resistenze e capacità	43
Conclusioni	45
Bibliografia	47

Introduzione

La tecnologia di rivelatori a Micromegas sta attraversando una importante fase di sviluppo negli anni recenti. Nuove tecniche realizzative e materiali hanno permesso di abbassare la risoluzione nella misura della traiettoria delle particelle, la risoluzione è ben inferiore ai $100\ \mu\text{m}$ [1]. Componenti fondamentali del sensore a Micromegas, quali piano resistivo e accoppiamento capacitivo con i pads, necessitano di un monitoraggio attento per conoscere e correggere gli effetti prodotti dalla variazione delle loro proprietà fisiche nel tempo e sulle grandi superfici. In particolare disomogeneità della resistività superficiale, o delle capacità, possono alterare la risposta e il segnale in uscita. In questo elaborato ci si propone di studiare, in funzione della frequenza, l'impedenza elettrica, del circuito costituito da pads e piano resistivo della Micromegas. Le misure di risposta in frequenza effettuate in laboratorio, raccolte con un misuratore RCL digitale, sono state messe a confronto con circuiti ad elementi discreti sia reali sia simulati numericamente. Sono stati studiati modelli progressivamente più elaborati per interpretare la risposta in frequenza. Da questi modelli è possibile ricavare informazioni utili sulla struttura della Micromegas, come capacità, resistenze e costanti di tempo che regolano la diffusione della carica sul piano resistivo. In particolare queste quantità, non solo permettono di monitorare le caratteristiche dei sensori, ma anche offrono un riferimento per futuri studi, sulla risposta complessiva del sensore Micromegas accoppiato con l'elettronica di front-end.

Capitolo 1

Il rivelatore a Micromegas

Il *Micro Mesh Gaseous Detector* (Micromegas) è un rivelatore che è normalmente impiegato nelle Time Projection Chambers (TPC) e che fa parte della famiglia dei Micro Pattern Gas Detectors (MPGD); la sua funzione principale è quella di amplificare internamente e raccogliere la carica (gli elettroni in particolare) prodotta per ionizzazione dalle particelle passanti nella TPC. Infatti queste producono elettroni ed ioni nel volume principale della TPC, dove sono tenuti separati grazie ad un campo elettrico che permette loro di muoversi rispettivamente verso anodo e catodo. All'anodo avviene la moltiplicazione della carica degli elettroni ed inoltre, se l'anodo è suddiviso in zone lette da canali di elettronica distinti, ciò permette la ricostruzione della loro posizione di impatto. Si ricostruisce in questo modo la proiezione due dimensionale della traccia all'anodo. La terza coordinata, che permette di ricostruire interamente la traccia nello spazio è data dalla misura del tempo di deriva degli elettroni primari misurato dal passaggio della particella (grazie a rivelatore esterno alla TPC) fino all'arrivo degli elettroni stessi all'anodo.

Prima dell'invenzione della Micromegas, il rivelatore utilizzato per la produzione del segnale nella zona dell'anodo della TPC era composto da fili conduttori che, portati ad opportuno potenziale elettrico, permettevano l'amplificazione del segnale attorno ai fili stessi. La presenza di campo magnetico \mathbf{B} , utilizzato per la determinazione del momento delle tracce, determinava distorsione nella ricostruzione della posizione delle tracce stessi [7] a causa dell'effetto combinato di campo elettrico e magnetico $\mathbf{E} \times \mathbf{B}$ [5]. Inoltre gli ioni generati nelle valanghe attorno ai fili, seppur essenziali per la generazione del segnale, viaggiavano verso il catodo attraversando il volume attivo (di deriva o drift) e deformando, nel caso di elevata rate di particelle primarie, il campo elettrico di deriva stesso e di conseguenza degradando ulteriormente la ricostruzione delle tracce.

Il vantaggio dell'impiego della Micromegas come piano di lettura, sta nella sua particolare struttura compatta e opaca per gli ioni: l'*amplification gap* molto piccolo (alcune decine di μm) comporta lo sviluppo della valanga in una regione molto piccola, e dunque effetti $\mathbf{E} \times \mathbf{B}$ ridotti. Inoltre gli ioni prodotti nella valanga stessa sono bloccati ed assorbiti nel gap e dunque non si propagano nel volume di drift, permettendo l'utilizzo della TPC ad elevate rate di particelle primarie. Inoltre lo sviluppo della valanga è molto rapido e permette di avere ridotte fluttuazioni nella misura del tempo di arrivo degli elettroni di ionizzazione e dunque una ottima ricostruzione della terza coordinata della traccia. Finora sono state raggiunte accuratissime nella posizione di passaggio delle particelle di $12 \mu\text{m}$, assieme a risoluzioni inferiori al *ns*.

1.1 La Time Projection Chamber

La TPC, acronimo di *Time Projection Chamber*, è un tipo di *detector* sviluppato dall'idea del fisico David Nygren presso il Lawrence Berkeley National Laboratory [2]

La TPC introdusse per la prima volta la possibilità di ricostruire le traiettorie delle particelle in tre dimensioni, una totale innovazione. Ad oggi circa una dozzina di esperimenti nel mondo impiegano la TPC, con opportune variazioni, per la rivelazione delle particelle. Tra questi a titolo d'esempio: esperimento ALICE al LHC presso il CERN, l'esperimento T2K (Tokai to Kamioka) che utilizza tre TPC per studiare le proprietà delle oscillazioni del neutrino.

Per funzionare la TPC viene riempita di gas (Ar:CO₂ nelle proporzioni 90 : 10 generalmente [8]); le particelle cariche che viaggiano attraverso il gas ne ionizzano gli atomi che incontrano nel loro percorso, liberando alcuni dei loro elettroni. Gli ioni così prodotti non possono essere direttamente osservati, per questo motivo vengono utilizzati dei detectors (come la Micromegas) per amplificarne il segnale elettrico e misurarne la posizione.

Precedentemente, come avveniva nelle Multi-Wire Proportional Chambers, campo magnetico ed elettrico erano orientati perpendicolarmente tra loro, tramite lunghi fili conduttori di rivelazione che percorrevano il detector nella sua lunghezza. Questa tecnica tuttavia, non consentiva agli elettroni di percorrere una traiettoria diritta e facilmente ricostruibile, bensì una traiettoria curvata dal campo magnetico. [4]

Nygren ebbe così l'intuizione di allineare \vec{B} , campo magnetico, ed \vec{E} , campo elettrico con la lunghezza della camera. [2] La struttura della TPC si può così sintetizzare [4]. La *field cage*, la camera principale, è solitamente un cilindro o un parallelepipedo, con altezza di qualche metro, centrata nel punto di interazione delle particelle e collocata dentro un solenoide, adibito a generare il campo magnetico. Un piano a potenziale negativo (catodo) viene collocato nella camera per la generazione del campo elettrico che permette alle particelle un *drift* verso i piani di lettura, posti a chiudere la camera, perpendicolari all'altezza della stessa. In prossimità del piano di lettura, avviene il fenomeno della valanga. Il campo elettrico generato nella *field cage* deve essere molto omogeneo e parallelo al campo magnetico. Le tensioni richieste possono arrivare, in base alle caratteristiche di costruzione, fino a 100 kV, dove il campo elettrico viene realizzato per mezzo di una catena di anelli conduttori posti su piani paralleli, lungo tutta la lunghezza della camera, collegati da una catena di resistenze.

Anche la scelta del gas è molto importante, e deve essere ottimizzata caso per caso. Solitamente viene utilizzata una miscela di gas Ar:CH₄ oppure Ar:CO₂. Il gas nobile è la principale componente in quanto l'energia deve essere dissipata attraverso la ionizzazione. Tuttavia l'Argon, per esempio, emette dei fotoni UV nella valanga (11.6 eV), i quali tendono ad estrarre un elettrone dall'ambiente circostante (per esempio il catodo). Il rischio è che si generi una valanga permanente che renderebbe instabile il fenomeno. Sostanze come CH₄, BF₃, CO₂, detti *quencher* vengono aggiunti proprio per assorbire questi fotoni. Tipicamente le miscele possiedono gas nobili al 90% e quencher al 10%.

Per misurare il momento dei muoni prodotti da interazioni di neutrino l'esperimento T2K [9] ha spinto lo sviluppo della tecnologia fino a costruire la più grande superficie di lettura con Micromegas di sempre, con un'area di 9 m².

1.2 La Micromegas

La componente fondamentale è la *micromesh*: una piastra conduttrice che separa *regione di amplificazione*, al cui interno il campo elettrico è circa 50 kV/cm, dalla *regione di conversione e deriva* dove il campo elettrico è inferiore per circa due ordini di grandezza. La *micromesh* è costituita da un sottile foglio di composito metallo-isolante-metallo, sul quale è stata incisa chimicamente una griglia di fori del diametro dell'ordine di 50 μm. Più alto è il rapporto tra i campi elettrici E_{amp}/E_{conv} delle due regioni e maggiore sarà il numero di elettroni che riesce a superare la micromesh; già con un rapporto pari a 20 riescono a passare praticamente tutti gli elettroni. [8]

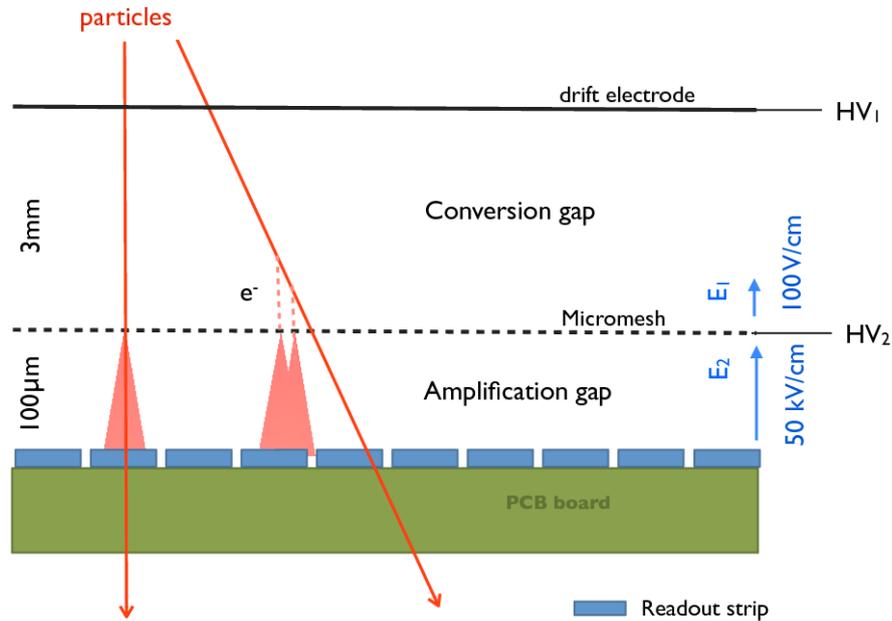


Figura 1.1: La sezione trasversale di una Micromegas a strip [25]

Si può definire così il *guadagno* del rivelatore come il rapporto tra il numero di elettroni raccolti e il numero di elettroni prodotti dalla ionizzazione. Il suo valore dipende fortemente dalla miscela di gas utilizzati, dalle dimensioni di campo elettrico e gap di amplificazione. La risoluzione in energia è il risultato del fatto che, per la stessa energia depositata, ci sono fluttuazioni nel numero di elettroni di valanga prodotti. [8]

La *micromesh* è posizionata a una distanza di $100\ \mu\text{m}$ dalle pads di lettura (di materiale conduttore) tramite un sistema di pilastri in **kapton** posizionati ogni $2\ \text{mm}$ o $5\ \text{mm}$.

Nel nostro caso il detector Micromegas è di forma quadrata e viene utilizzato come rivelatore per una TPC a forma di parallelepipedo e combina delle caratteristiche che precedentemente si potevano avere solo con molteplici rivelatori messi assieme, come drift chamber (per avere informazione spaziale derivata dal tempo che impiegano gli elettroni a percorrere il tragitto fino alla Micromegas) e MWPC (Multi Wire Proportional Chamber – rivelatore della posizione bidimensionale degli elettroni costituito da una mesh di fili conduttori perpendicolari) [11].

Riassumendo, la Micromegas in accoppiamento con la TPC permette la ricostruzione della posizione **tridimensionale** della particella. Nella parte inferiore del detector è collocato l'anodo su cui si deposita la carica amplificata degli elettroni. L'anodo può essere suddiviso in diverse maniere: *strips* e *pads* [11] [26].

1.3 Resistive Micromegas: i vantaggi

Il nome "Resistive Micromegas" deriva dal fatto che le pads di lettura sono ricoperte da uno strato di materiale altamente resistivo. Esso è stato realizzato laminando un sottile strato di $25\ \mu\text{m}$ di Kapton arricchito di carbonio (resistività superficiale stimata $\rho = 2\ \text{M}\Omega/\square$) sulla PCB delle pads, tramite un adesivo isolante. L'isolante tiene l'anodo a distanza di $50\ \mu\text{m}$ dalla PCB delle pads, creando l'effetto di un accoppiamento capacitivo tra piano resistivo e piano delle pads (capacità stimata $0.22\ \text{pF}/\text{mm}^2$). [10] Uno dei principali problemi del MPGD

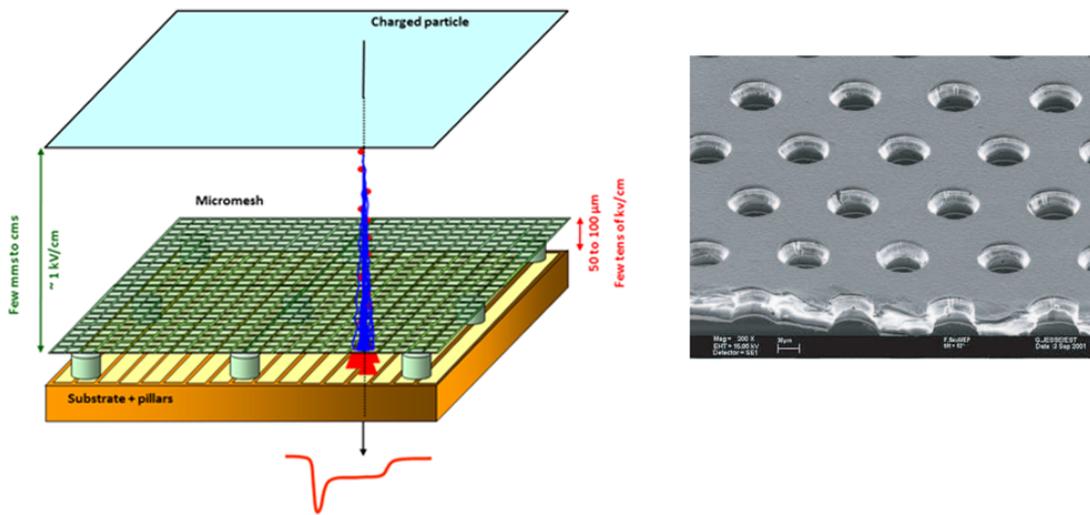


Figura 1.2: A sinistra la struttura tridimensionale di una Micromegas a strip, a destra l'ingrandimento di una *micromesh*

convenzionale (senza piano resistivo) è che porta a notevoli difficoltà nella determinazione della posizione delle cariche. Ad esempio, con delle pads di dimensioni $\sim 2\text{mm}$ i segnali sono spesso limitati a una singola pad e il calcolo del centroide diventa meno preciso rispetto a un Multi Wire Proportional Chamber. Una soluzione può certamente essere ridurre la dimensione delle pads, tuttavia ciò porterebbe a un importante aumento del numero di canali di lettura, con conseguente maggiore difficoltà nella gestione dei dati e maggiore lentezza dell'elettronica.

In una TPC a Resistive Micromegas la carica in arrivo si deposita e disperde sulla superficie resistiva secondo la costante RC del sistema accoppiato pads-isolante-piano resistivo. Il segnale rilevato dalle pads è quindi *indotto* e non più *diretto*. Rispetto alla Micromegas non resistiva, le traiettorie di carica rivelate interessano molte più pads, proprio perché la carica si disperde capacitivamente sul piano resistivo. I segnali rilevati hanno diverse forme in relazione alla distanza dalla traiettoria e anche all'elettronica di lettura, con la massima concentrazione di carica in corrispondenza del centro della traiettoria della particella. In generale, pads che raccolgono una parte delle cariche dirette (posizionate molto vicine alla traiettoria) hanno rapido *rise time* e un segnale di ampiezza elevata, mentre lo stesso parametro per pads più lontane dal centro della traiettoria si presenta più ritardato e dilatato nel tempo [10].

1.4 Piano resistivo e protezione dalle scariche

Nel caso di Micromegas con **anodo standard** (pads senza piano resistivo) il segnale è il risultato della deposizione di carica principalmente su una singola pad. In base alla diffusione trasversale degli elettroni, fenomeno che avviene nel gas della TPC, la carica può anche distribuirsi su una o più pad nella stessa riga. In questa configurazione il numero di pads coinvolte dal segnale è limitato, tutti i segnali hanno forma simile e l'ampiezza massima del segnale è proporzionale alla carica raccolta dal pad. Conoscendo le proprietà di diffusione del gas e la geometria dell'anodo di lettura è possibile risalire alla Pad Response Function (Funzione di risposta del pad quando rileva un segnale). Tuttavia il fenomeno di diffusione all'interno del gas è regolato dalle leggi della statistica, ed è quindi impossibile prevedere precisamente il comportamento della valanga di elettroni. Tale inconveniente pone un limite alla precisione sulla posizione raggiungibile con la Micromegas sprovvista di piano resistivo. [10]

Inoltre, essendo la regione di amplificazione molto ridotta, e con campo elettrico elevato, la Micromegas è particolarmente vulnerabile alle scariche. Esse avvengono quando il numero

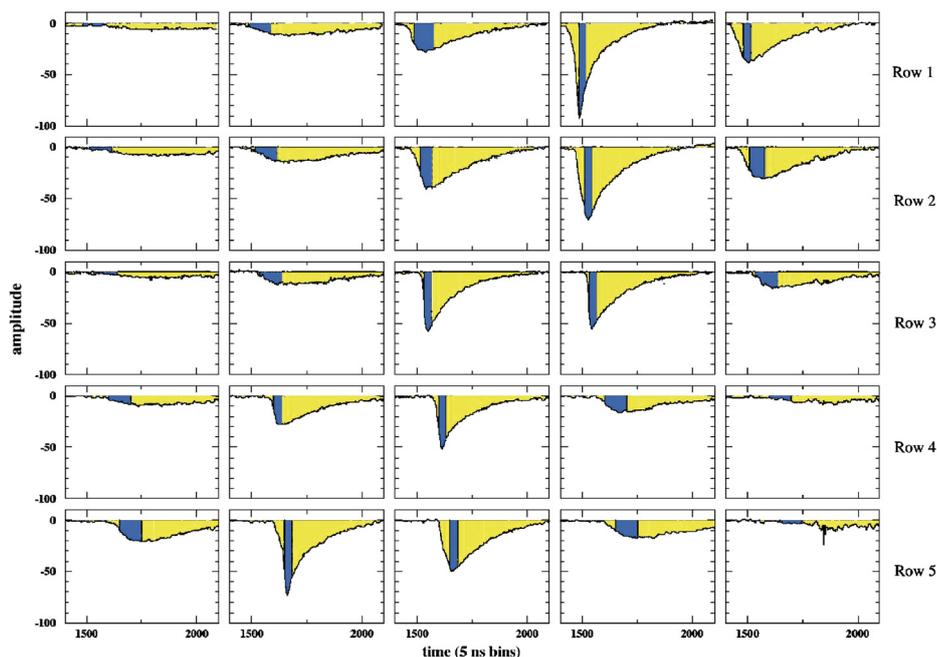


Figura 1.3: Grafico delle forme d'impulso della rivelazione di un raggio cosmico per le 5 righe di pads di lettura di $2\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ montati su una micromegas a GEM (Gas Electron Multiplier) [10]

totale di elettroni della valanga supera il limite di Raether: 10^7 elettroni circa [12]. Il rischio è concreto, basti pensare che il fattore di amplificazione per rivelare particelle poco ionizzanti come i muoni è di 10^4 , una ionizzazione che produca più di 1000 elettroni porta facilmente alla produzione di scariche. [13] Si noti che le scariche non si propagano nell'intero rivelatore ma sono limitate a un'area di pochi mm^2 , e hanno una durata che non supera i 100 ns . Le possibili conseguenze delle scariche vanno da tempi morti nell'elettronica alla distruzione della stessa o di parti sensibili del rivelatore. [16]

Con l'aggiunta del **piano resistivo** si hanno sensibili miglioramenti in termini di resistenza alle scariche. In particolare sono stati condotti dei test presso il *Demokritos National Laboratory* ad Atene [17], posizionando in un fascio di neutroni (5.5 MeV – flusso alla camera di $1.5 \cdot 10^6\text{ n/cm}^2/\text{s}$) prima una micromegas normale e successivamente una dotata di *resistive strips* (una variante del piano resistivo che sfrutta analoghi principi). Il prototipo R11 (dotato

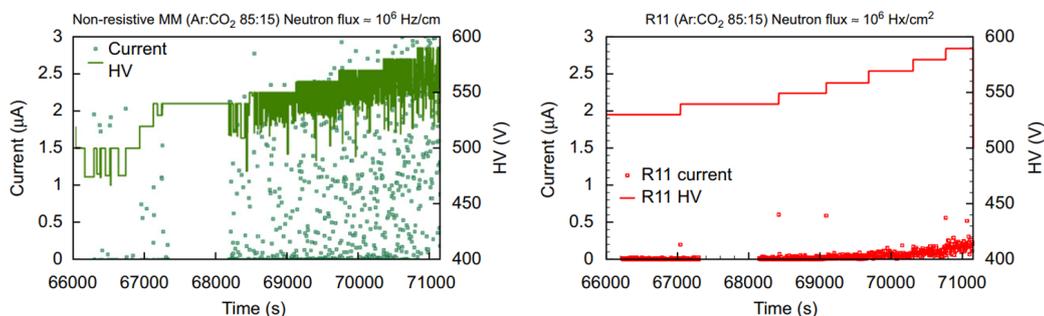


Figura 1.4: Il voltaggio e la corrente in funzione dell'alta tensione della mesh (HV) sotto irradiazione di neutroni per una micromegas non-resistiva (sinistra) e la camera R11 (destra). La linea continua mostra il voltaggio, i punti la corrente. [17]

di *resistive strips*) ha resistito egregiamente anche ai più alti valori di guadagno e flusso di neutroni; il prototipo *non* resistivo, invece, non ha operato stabilmente nemmeno a bassi flussi di neutroni. Nella camera non-resistiva si possono osservare numerosi breakdown già all'accensione del fascio di neutroni, mentre il modello R11 non presenta alcun breakdown (gli unici punti visibili sono riferibili alle correnti al momento di aumentare la tensione), come si può vedere nei grafici di (figura 1.4). Un ulteriore vantaggio è che il fenomeno di dispersione di carica sull'anodo resistivo non è statistico come la diffusione degli elettroni all'interno del gas, ma può essere interamente descritto a partire dalle proprietà del materiale e dalla sua geometria; il centroide della carica distribuita sull'anodo resistivo può essere quindi accuratamente determinato, conoscendo dettagliatamente le caratteristiche di resistività del piano.

Piccole disomogeneità nella costante RC dell'anodo introducono effetti sistematici che causano una deviazione della PRF misurata dalla PRF teorica. Se ci sono imperfezioni nell'assemblaggio dell'anodo resistivo, come un bias nel posizionamento, essi possono essere corretti con relativa facilità. Il bias che rimane dopo la correzione è poco significativo. [10]



Figura 1.5: A sinistra una foto del retro della Micromegas MM0 DLC3, a destra il particolare del gruppo di pads D11

1.5 MM0 DLC3, la nostra Micromegas

Il modello di micromegas analizzata in laboratorio è MM0-DLC3, parte di un gruppo di 3 prototipi simili. Le caratteristiche costruttive principali del rivelatore sono le seguenti [19]:

- *Micromesh*: È collocata ad un'altezza di $128\mu\text{m}$ dal piano resistivo delle pads, il materiale è acciaio inossidabile SD45/18, ed è collegata a massa;
- *Piano Resistivo*: Il ricoprimento di carbonio *DLC* (Diamond-Like Carbon) [6] ha uno spessore inferiore a $1\mu\text{m}$ ed è posizionato su $50\mu\text{m}$ di APICAL [18]: un film di poliimmide con elevata resistenza meccanica e al calore. La combinazione dei due strati, è posta su $200\mu\text{m}$ di colla, la quale a sua volta poggia sui pads. La resistività nominale riportata è di $\sim 2\text{M}\Omega/\square$;
- *Pads*: L'area della PCB è di $(34 \times 36)\text{cm}^2$ e conta 48×36 pads di superficie $(6.85 \times 9,65)\text{mm}^2$.

Sono state condotte misure di *resistività* sul modello numero 1 di *MM0-DLC3*, che hanno mostrato importanti variazioni durante i vari processi di lavorazione. La resistività subisce una diminuzione notevole dopo la pressione dello strato di DLC nella fase di assemblaggio, arrivando a $290 - 407\text{k}\Omega/\square$, circa la metà del valore originale. Dopo la *saldatura a onda* (un tipo di saldatura utilizzato in particolare per i circuiti stampati) la resistività è arrivata a $220\text{k}\Omega/\square$. Comportamenti simili sono stati riscontrati anche nel modello 2 di *MM0 - DLC3* e sono tutt'ora oggetto di studio. In particolare ci si concentra a effettuare test su piccoli campioni, sul protocollo di misurazione e sulla sua riproducibilità. [19]

Capitolo 2

Strumentazione

2.1 Misuratore RCL

L'apparato di misurazione utilizzato nel laboratorio NUCLEX 1, presso i LNL, è un misuratore RCL digitale: le lettere dell'acronimo *RCL* rappresentano rispettivamente Resistenza, Capacità, Induttanza. Il modello è *Keysight E4980A/AL Precision LCR Meter* [20] [21]. Lo strumento dispone di una ampia gamma di sonde compatibili per effettuare misure su componenti in condizioni specifiche, dalle singole SMDs a circuiti elaborati. Il principio di funzionamento è molto semplice: tramite la sonda viene iniettato un segnale elettrico AC di forma sinusoidale nell'input del circuito, a una determinata **frequenza**, e tale segnale viene raccolto dall'output del circuito.

Le grandezze principali sono **impedenza** $Z(\omega)$ e **fase** $\theta(\omega)$, ricavate dal rapporto $Z(\omega) = V(\omega)/I(\omega)$ e dalla relazione $\theta(\omega) = \arctan(X(\omega)/R)$ dove: ω è la pulsazione del segnale, $V(\omega)$ la tensione misurata dalla sonda, $I(\omega)$ la corrente che arriva alla sonda, $X(\omega)$ la reattanza del circuito equivalente, R la resistenza del circuito equivalente.

È possibile raccogliere singole misure a frequenze specifiche, ma la funzione che più fa al caso nostro è il **frequency sweep**. Il **frequency sweep** è una serie di misure consecutive di una certa quantità su una lista di frequenze impostata dall'utente, da un minimo di 20 Hz a un massimo di 300 kHz . La scala delle frequenze dello **sweep** può essere scelta tra *lineare* e *logaritmica*, in questo modo si può facilmente ottenere la risposta in frequenza dell'impedenza del circuito e di conseguenza il rispettivo **grafico di Bode**.

Tutte le informazioni del circuito sono contenute in uno **sweep** di **impedenza** e **fase**: nell'ipotesi di avere a disposizione un **modello di circuito equivalente** valido e un numero sufficiente di punti nello **sweep**, il problema di ricavare le grandezze di N elementi circuitali, consta nella risoluzione

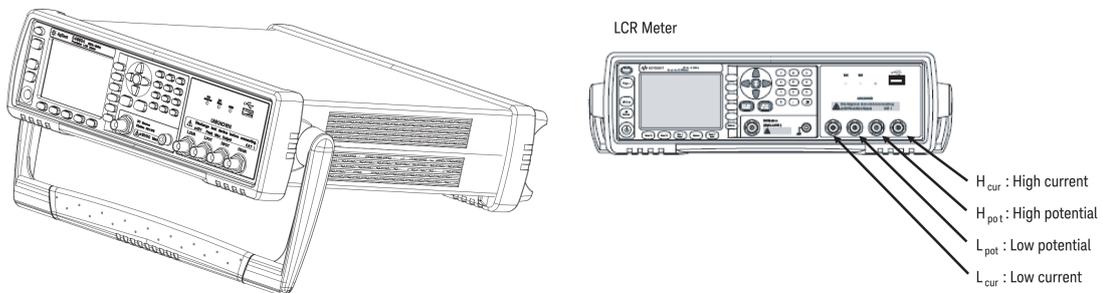


Figura 2.1: A sinistra: Il misuratore RCL in dotazione, Keysight E4989AL [20]; A destra: La vista frontale con i connettori

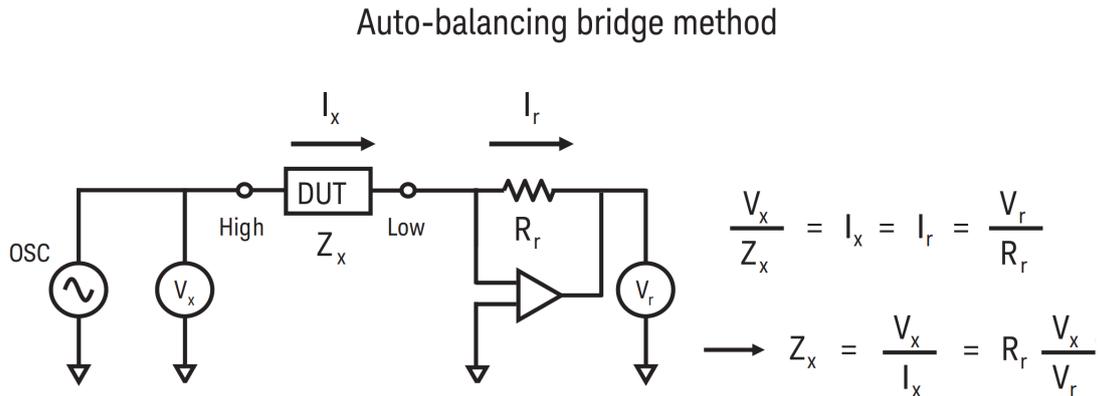


Figura 2.2: Schema circuitale del sistema a ponte auto-bilanciato [20]

di un sistema di N equazioni.

Per misurare impedenze, esistono numerosi metodi, ognuno con i propri vantaggi e svantaggi. Se si desiderano perseguire, come nel nostro caso, solamente accuratezza della misura e semplicità operativa nell'allestimento del test, la migliore scelta è senza dubbio l'**auto-balancing bridge method**, ovvero il *metodo a ponte auto-bilanciato*. Il range di frequenza ottimale per l'utilizzo del ponte auto-bilanciato va da pochi Hz fino a circa $120 MHz$, e comprende abbondantemente il range massimo di frequenze raggiungibili con il modello di misuratore RCL in dotazione [$20 Hz - 300 kHz$].

L'auto-balancing bridge¹ è una variante che si basa sul principio del ponte di Wheatstone e funziona nel seguente modo. Come si può vedere nella (figura 2.2) La corrente I_x si bilancia con la corrente I_r che scorre attraverso il *range resistor* R_r , tramite l'impiego del convertitore I-V. Il potenziale al nodo etichettato denominato "Low" viene mantenuto a $0 V$, siamo nel caso di una *massa virtuale*. L'impedenza viene quindi ricavata utilizzando le differenze di potenziale misurate al terminale etichettato come High (V_x ricavata da I_x) e ai capi di R_r (V_r).

Nella misurazione di componenti reali, mutua induttanza, interferenza tra i segnali attraverso la sonda, o qualunque fattore residuo non voluto, possono avere un impatto significativo sul risultato della misura, specialmente alle alte frequenze. Il modello E4980A/AL in dotazione per l'esperimento, con l'utilizzo della sonda a pinza impiega una configurazione detta *four-terminal pair measurement*, ovvero a quattro terminali accoppiati, che permette di effettuare misure stabili ed accurate con l'accortezza di evitare alcune delle influenze negative sopra menzionate. L'operazione di bilanciamento che mantiene il terminale "Low" a tensione nulla ha i seguenti vantaggi nella misurazione di impedenza di un DUT:

1. L'impedenza in entrata dell'amperometro (il convertitore I-V) diventa virtualmente zero e non disturba la misura.
2. La capacità distribuita nei cavi della sonda non disturba la misurazione perché non c'è differenza di potenziale tra i cavi interni e i conduttori esterni dei cavi.

¹NOTA: Nella pratica, la configurazione a *ponte auto-bilanciato* differisce con il tipo di strumento. Generalmente, un misuratore LCR, nell'intervallo che tipicamente arriva a $100 kHz$, impiega un semplice amplificatore operativo con feedback negativo come convertitore $I - V$. Esso, per assicurare una maggiore accuratezza su strumenti con un intervallo di frequenze più ampio come misuratori LCR ad ampio spettro ed analizzatori di impedenza (fino a un massimo di $120 MHz$), viene rimpiazzato con sofisticati componenti come null detector, phase detector, integrator, vector modulator.

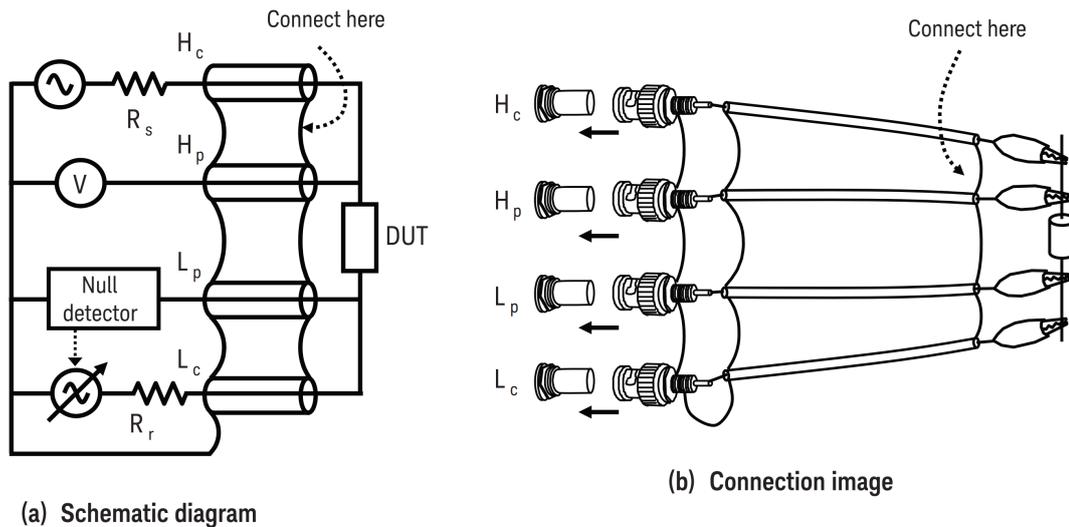


Figura 2.3: Lo schema di funzionamento della configurazione *shielded-4TP* [20]

3. La tecnica della *guardia* può essere utilizzata per rimuovere gli effetti della capacità parassita.

La configurazione *4TP* risolve anche il problema dell'accoppiamento mutuo tra i cavi che costituiscono la sonda. Le tecniche utilizzate per realizzare il sistema *4TP* sono due:

1. In condizioni normali i conduttori di guardia esterni (dei cavi coassiali) fungono da percorso di ritorno per la corrente del segnale di test. In questo modo il campo magnetico generato dalla corrente che scorre sul conduttore interno cancella il campo magnetico generato dalla corrente sul conduttore esterno, dal momento che le correnti hanno stesso modulo ma verso opposto. I cavi della sonda non aggiungono errori relativi ad autoinduttanza e mutua induttanza alla misura.
2. Il voltmetro vettoriale misura il voltaggio differenziale tra conduttore interno e conduttore esterno. Ciò minimizza l'influenza della mutua induttanza.

2.2 Sonde

2.2.1 Sonda a pinza

Keysight 16334A Test Fixture : [22] Si tratta di una sonda "a pinza" come si può vedere in figura. Essa impiega una configurazione a *4TP* (*4 terminal-pair*), che assicura di eliminare gli errori dovuti alle capacità parassite tra i terminali della sonda. Il range di frequenze ideale è [5 Hz; 15 MHz]. Ci sono vari problemi collegati all'uso di questa sonda. Innanzitutto non è molto pratica per le misure sulla micromegas, in quanto impedisce fisicamente l'accesso a determinate coppie di pads, soprattutto in vicinanza al frame di alluminio, ma anche pads sufficientemente lontani non sono accessibili. I pads vengono misurati con questa sonda tramite contatto sull'elettrodo esposto sulla PCB, non è possibile collegarsi ai pin del connettore. Questo fa sì che gli elettrodi si trovino vicini tra loro e vicini ad altri conduttori durante le misure, costringendo a effettuare compensazioni OPEN/SHORT imprecise e ripetute per evitare gli effetti delle capacità parassite. L'impiego ideale di questa sonda è nella misura di componenti minute e la cui distanza tra i terminali sia $\leq 10\text{ mm}$.



Figura 2.4: Una foto della sonda a "pinza" Keysight 16334A Test Fixture

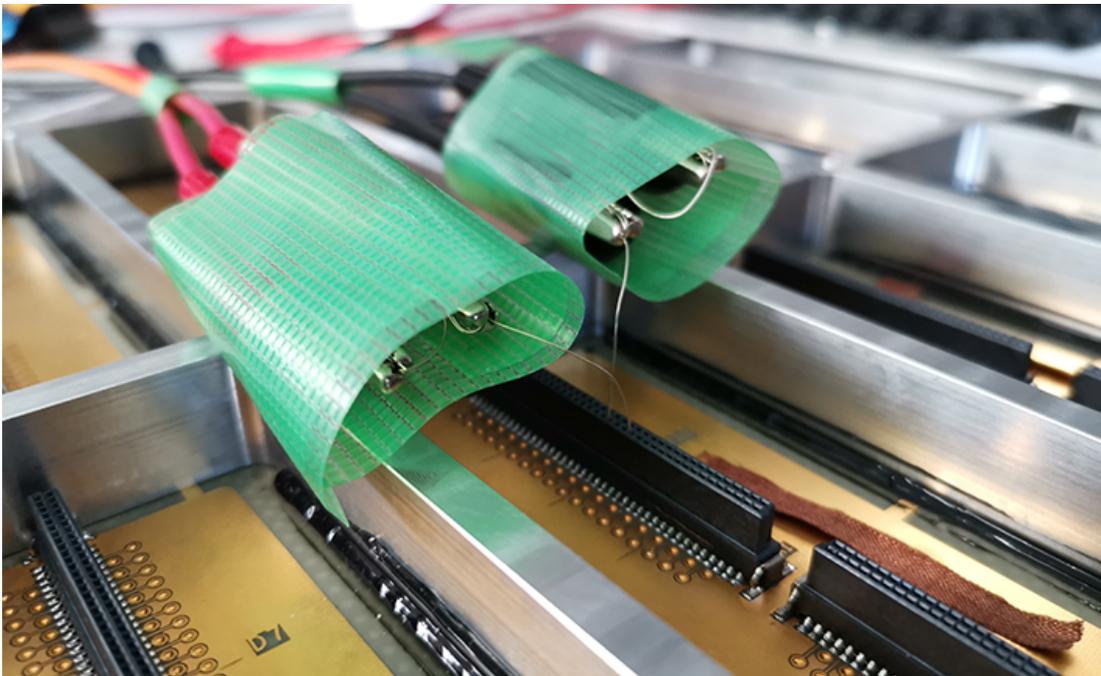
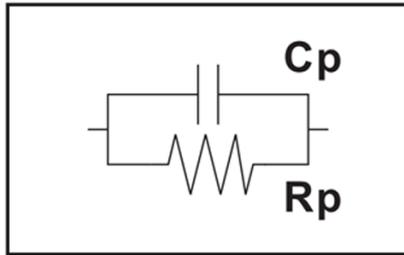


Figura 2.5: La foto ritrae la sonda a coccodrilli collegata al connettore che dà accesso ai pads sul retro della Micromegas

Cp mode



Cs mode

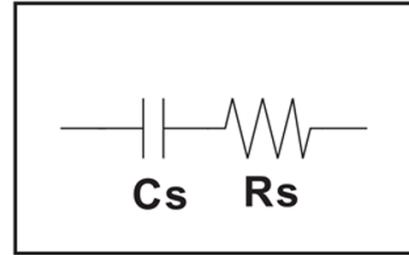


Figura 2.6: I modelli circuitali utilizzati dall'RCL: a sinistra *modello circuitale parallelo*, a destra *modello circuitale serie* [20]

2.2.2 Sonda a coccodrilli

La sonda a coccodrilli ha una configurazione $4T$ standard. Gli elettrodi sono stati prolungati e messi opportunamente in contatto con il DUT (Device under Test) tramite del fine filo argenteo, così da permettere di accedere ai pads a partire proprio dalle entrate dei connettori. Il vantaggio è l'allontanamento gli elettrodi della sonda dai conduttori esterni e, in particolare per le misure in orizzontale come quella tra i pads 1–4 (Primi pads adiacenti sulla stessa linea orizzontale), misura che useremo come base della nostra analisi successiva. A causa del particolare ordinamento dei pads nel connettore, infatti, gli elettrodi stessi si trovano a distanza maggiore tra loro, rendendo trascurabili gli effetti delle capacità parassitiche. Dal confronto delle misure effettuate con entrambe le sonde è stato possibile notare una maggiore risonanza nel caso di misure con *sonda a pinza*, misure che risultano essere più frequentemente disturbate, in parte anche a causa delle difficoltà operative nel fissaggio della sonda agli elettrodi.

2.3 Capacità e Resistenza

Il misuratore RCL² può misurare, oltre a impedenza e fase, anche *Resistenza*, *Capacità* e *Induttanza*. Nel nostro caso, come vedremo, siamo interessati maggiormente alle quantità di *capacità* e *resistenza*, poiché il circuito di accesso alle pads è quasi interamente capacitivo, e in scarsa parte induttivo. Come è ben noto, le componenti circuitali reali sono progettate per funzionare al meglio in un regime di condizioni specifiche dettate dal costruttore. Fuori da questo regime, esse mostrano un comportamento diverso da quello ideale: compaiono effetti induttivi e capacitivi imprevisti. Per questo motivo l'oggetto di test, anche detto *DUT* (*Device Under Test*) può essere modellizzato con diversi equivalenti circuitali in base alle condizioni operative del test. Il misuratore RCL, una volta scelto il modello circuitale equivalente adatto, permette di misurare C_s e R_s (*Capacità-serie* e *Resistenza-serie*) per l'*equivalente circuitale in serie* oppure C_p ed R_p (*Capacità-parallelo* e *Resistenza-parallelo*) per l'*equivalente circuitale in parallelo*. Nel paragrafo (3.1.3) spiegheremo come calcolare C_s ed R_s . Nella figura (2.6) foto possiamo vedere i due diversi tipi circuiti equivalenti: *modello serie* e *modello parallelo*.

²D'ora in poi, per brevità, ci si potrà riferire al *misuratore RCL* semplicemente come *RCL*

Capitolo 3

Caratterizzazione elettrica

L'importanza di conoscere le caratteristiche dell'elettronica della micromegas e la possibilità di ricavarne informazioni preziose anche sulle componenti realizzative, e quindi sulla sua struttura, hanno spinto a condurre una ampia sessione di test in laboratorio utilizzando il misuratore RCL.

Con i primi test è stato necessario familiarizzare con il misuratore e le sue funzionalità. Sono dunque state scelte le impostazioni più adeguate per il tipo di misure da condurre:

- **Cable Length:** Correzione impostata: lunghezza cavi 1 m

La lunghezza dei cavi delle sonde a disposizione è stato misurato in 1 m.

L'accuratezza delle misure con l'RCL è calibrata ai terminali UNKNOWN. Tuttavia il DUT (Device Under Test) non può adattarsi geometricamente a questi terminali, per questo motivo vengono impiegati vari tipi cavi o sonde. La lunghezza dei cavi tra RLC e DUT è una fonte di errore da tenere in considerazione. Un ordine di grandezza ci viene dato dalla formula

$$F(MHz) \cdot L(m) \leq 15$$

Essa stabilisce un limite da non superare nel prodotto tra *frequenza* F espressa in MHz , *lunghezza* L dei cavi in unità di m . La lunghezza totale dei cavi deve essere sufficientemente più corta rispetto alla lunghezza d'onda del segnale. Se la relazione sopra non viene rispettata, il ponte autobilanciato potrebbe non bilanciarsi correttamente. Una errata compensazione della lunghezza del cavo porta a degradazioni del segnale alle basse frequenze, e a disturbi al bilanciamento del ponte alle alte frequenze, i quali possono portare a variazioni di fase. Il limite superiore in frequenza del nostro RCL è $300 kHz$, abbondantemente al di sotto del limite $15 MHz$, tuttavia, essendo il disturbo presente anche alle basse frequenze, si è ritenuto opportuno attivare comunque la compensazione per la *Cable Length*.

- **Open/short compensation:** OFF

Questo metodo parte dall'assunzione che i residui introdotti dalla sonda possano essere rappresentati da elementi circuitali semplici come L/R/C e relative impedenze ed ammettenze. In sintesi, quando il circuito della sonda è *aperto* è presente una capacità parassita che disturba la misura (tra i terminali della sonda), mentre quando il circuito della sonda è *chiuso* è possibile misurare le quantità residue introdotte dalla sonda stessa. La capacità parassita nella configurazione open varia a seconda della distanza tra gli elettrodi della sonda e necessita quindi di un reset praticamente a ogni misura.

Dopo aver condotto dei test di routine su diversi tipi di campioni, si è notato che misure effettuate *con* la correzione non differiscono sensibilmente da quelle effettuate *senza* correzione open/short, anzi si sovrappongono. Gli ordini di grandezza delle impedenze nel nostro esperimento sono molto maggiori delle scale relative alla compensazione open/short, questo è il motivo principale che ha spinto a non effettuare questo tipo di correzione.

- **Media sulle misure:** La media delle misure è stata impostata su 2. Il misuratore RCL ha la possibilità di raccogliere più misure alla stessa frequenza, restituendo la loro *media*. Pur non essendo una opzione di cruciale importanza si è deciso di evitare di raccogliere singole misure, optando per la media su due. Una media su più valori contribuisce a ridurre le fluttuazioni casuali della misurazione, di contro però rallenta il processo di raccolta dati. La media su due misure è stata scelta come compromesso per non rallentare troppo lo sweep in frequenza e per avere un po' di accuratezza in più.
- **Frequency Sweep:** Estremi sweep in frequenza: $0\text{ Hz} - 300\text{ kHz}$; Punti di campionamento: 100. Ogni misura raccolta è un *frequency sweep* su tutto lo spettro di frequenze disponibile per il misuratore RCL. La scelta è dettata dal bisogno di raccogliere più informazioni possibili sui *grafici di Bode* dell'impedenza nei circuiti di test. Infatti, prima di analizzare le singole componenti circuitali (sempre ammesso che sia possibile costruire un circuito equivalente), è necessario capire qualitativamente il comportamento del circuito di test, e per questo c'è bisogno di una analisi in frequenza completa. I punti di campionamento sono stati selezionati in che il misuratore RCL potesse memorizzare un totale di due sweep per ogni file salvato (equivalenti a un totale di 4 quantità misurate; ad esempio: Sweep₁: Z, θ ; Sweep₂: C_s, R_s)
- **Guarding:** ON Il guarding consiste nel cortocircuito delle coperture esterne dei cavi coassiali. Esso è una pratica consigliata anche nella nostra configurazione *4T*, con l'accortezza di connettere tra di loro le coperture vicino alle estremità della sonda e quindi al DUT. Lo scopo principale di questa soluzione è omogeneizzare il più possibile il segnale di ritorno per evitare problemi al bilanciamento del ponte. Le sonde a disposizione non erano formate propriamente da cavi coassiali accessibili, bensì da cavi ricoperti e isolati. L'adattatore per la connessione della sonda ai quattro terminali UNKNOWN provvede già in tal senso a effettuare le opportune correzioni, tuttavia si è scelto di applicare un livello ulteriore di guarding collegando tra di loro, tramite un filo conduttore argentato, i rivestimenti esterni delle boccole (le componenti in contatto con i conduttori esterni dei cavi coassiali).

3.1 Test sulla micromegas

Il prototipo di micromegas a disposizione è **MM0-DLC3**. Il sistema è molto delicato, in quanto componenti come la micromesh devono poter operare ad elevate tensioni. Il primo passo è stato quindi mettere in sicurezza il rivelatore: due guide di alluminio sono state fissate al telaio esterno in maniera da evitare il contatto e le relative sollecitazioni tra mesh e piano di lavoro. L'unico punto di accesso alla Micromegas a nostra disposizione è il retro (dalla parte opposta rispetto alla *micromesh*), dove sono presenti i connettori per il collegamento all'elettronica di front-end.

Da questa posizione si hanno a disposizione gli elettrodi che si collegano a ogni singolo pad del rivelatore. I pads sono disposti secondo la logica descritta in (figura 3.1). Ogni connettore numerato (parte grigia in (figura 3.1)) è composto da due linee di fori, ogni linea di fori contiene l'accesso a 12×3 pads, ovvero 12 pads in orizzontale e 3 pads in verticale, a cui si aggiungono 4 fori per il collegamento a massa, disposti due per lato. Ogni connettore consente l'accesso a un totale di 72 pads.

Il cavo di massa è stato collegato al telaio della micromegas. I nostri test, infatti, prevedono di iniettare segnale su delle piastre conduttrici (i pads) i quali sono accoppiati capacitivamente con il piano resistivo tramite la colla isolante. A $100\ \mu\text{m}$ dal piano resistivo, è presente anche la *micromesh* di amplificazione, a sua volta un piano conduttore. I piccoli segnali iniettati, attraversano elevate impedenze e un sistema di conduttori ravvicinati può portare facilmente a risonanze e disturbi dovuti a capacità parassite. Questo è il principale motivo per cui si è optato per mantenere collegato il cavo di massa al telaio durante tutte le misure effettuate. I test sulla micromegas consistono nel collegare gli elettrodi della sonda scelta agli elettrodi

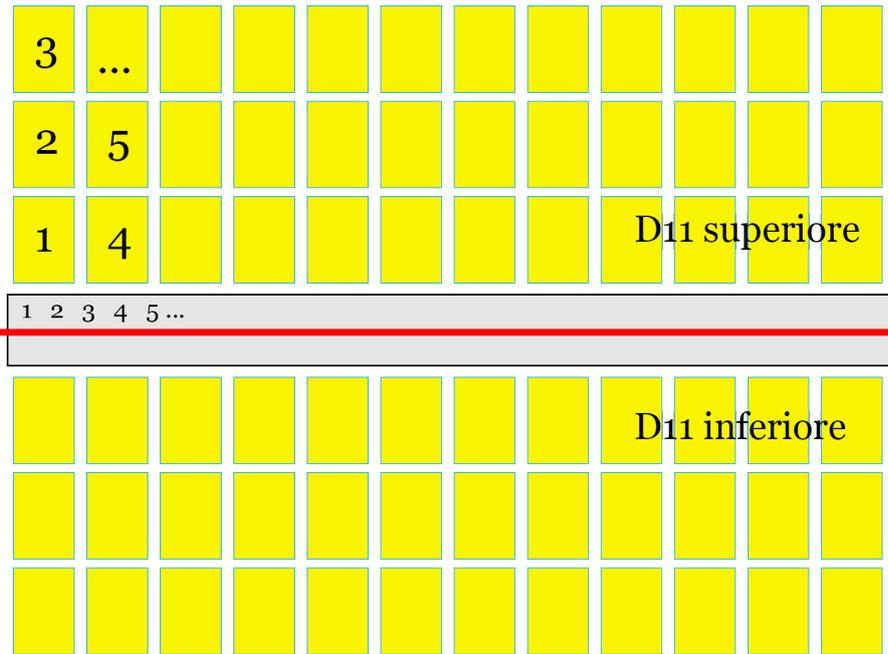


Figura 3.1: Una rappresentazione della disposizione dei pads (rettangoli gialli) nel gruppo di pads D11 oggetto di misura. Ogni pad si collega a un pin numerato secondo la logica descritta in figura. La linea rossa demarca la separazione tra parte superiore e parte inferiore del gruppo. I pads nella parte inferiore sono disposti come quelli nella parte superiore, ma riflessi rispetto alla linea rossa.

collegati ai pads posti sul retro della micromegas e raccogliere le misure. Collegare gli elettrodi a due pads diversi permette di avere informazioni su un circuito molto simile a quello in (figura 3.2), con pads al posto delle strips. Possiamo assumere che le superfici conduttrici di pad e piano resistivo affacciate formino un condensatore piano di capacità

$$C = \epsilon A/d = 7.96 \text{ pF}$$

, dove $A = 66.10 \text{ mm}^2$ è l'area del pad, $\epsilon = 3.4 \cdot \epsilon_0$ con $\epsilon_0 \sim 8.8541 \cdot 10^{-12} \frac{\text{C}^2}{\text{N} \cdot \text{m}^2}$, e $d = 250 \mu\text{m}$ la distanza dei piani conduttori. Il piano resistivo ha resistività dichiarata $\rho = 2M\Omega/\square$, è possibile dunque calcolare la resistenza della porzione di piano resistivo corrispondente a un pad. Chiamando $b = 6.85 \text{ mm}$ la base del pad e $h = 9.65 \text{ mm}$ l'altezza del pad, possiamo calcolare due resistenze diverse R_a e R_h a seconda della direzione in cui viene considerato il pad.

$$\begin{aligned} R_a &= \rho \frac{a}{h} & R_h &= \rho \frac{h}{a} \\ R_a &= 1.41 \text{ M}\Omega & R_h &= 2.81 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

Questa tecnica per la valutazione della resistenza del piano resistivo, suddiviso in aree delle dimensioni dei pads, è stato utilizzato anche nel programma "Chani", parte del lavoro di tesi di N. B. Budanur, presso l'università di Istanbul, che permette di simulare il fenomeno del trasporto di carica sul piano resistiva della Micromegas. [14]

3.1.1 Misure tra pads a distanze diverse

Il test è stato condotto collegandosi a pads dello stesso gruppo D11. La sonda utilizzata è il modello a coccodrilli. L'obiettivo principale è analizzare il comportamento dell'impedenza del circuito composto da pads-isolante-piano resistivo tra pads adiacenti e confrontare le variazioni che subisce la sua risposta in frequenza all'aumentare della distanza tra i pads. Il test è stato condotto principalmente tra pads posti nel lato lungo del gruppo, dato che sono molto più numerosi che i pads nel lato corto.

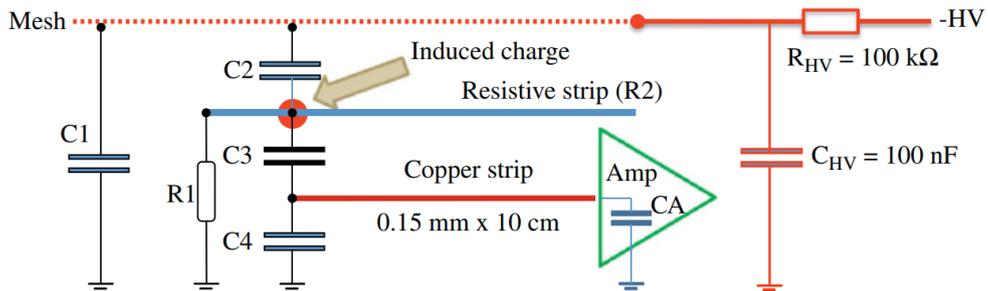


Fig. 2. Sketch of the equivalent electric circuit of the chambers with resistive strips.

Figura 3.2: Lo schema circuitale di un prototipo di Micromegas a strip [17]

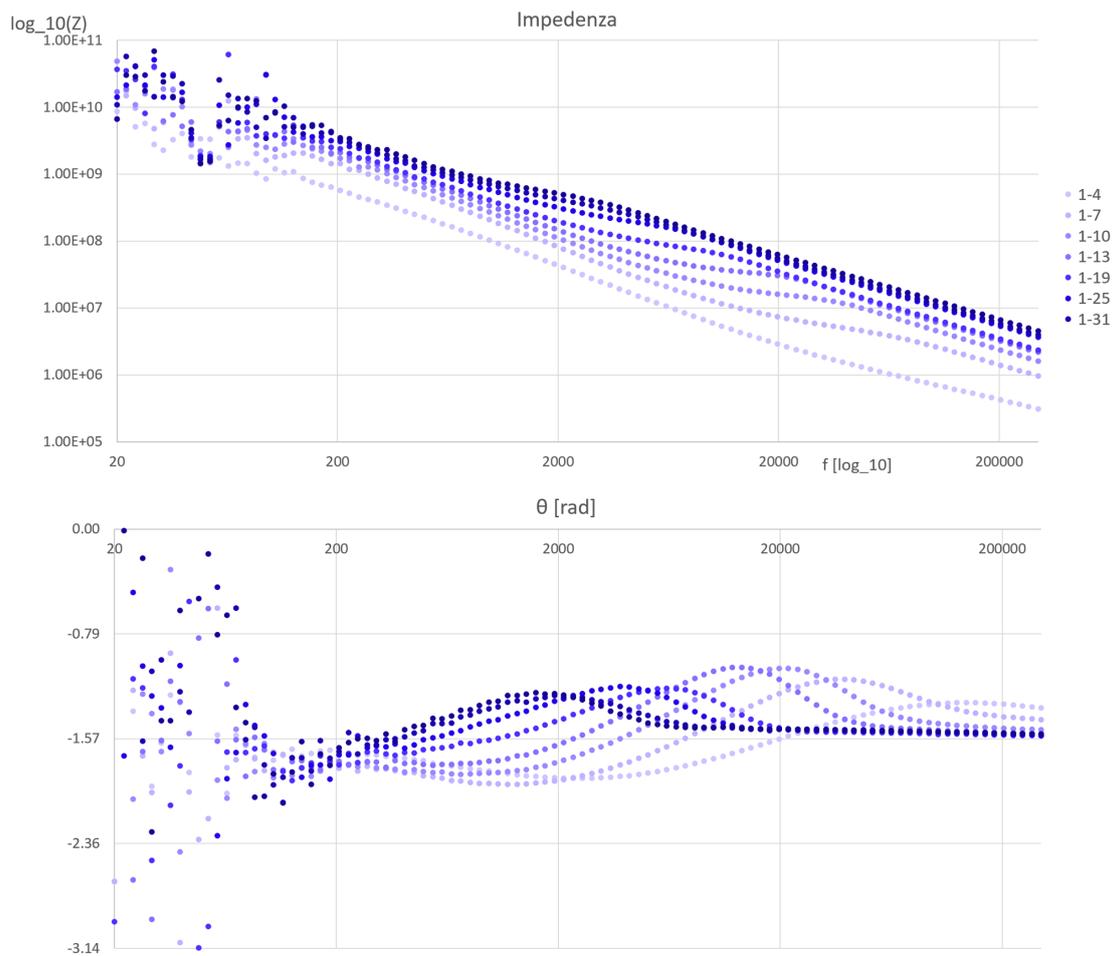


Figura 3.3: Impedenza (in scala logaritmica) e fase per coppie di pads progressivamente più lontani

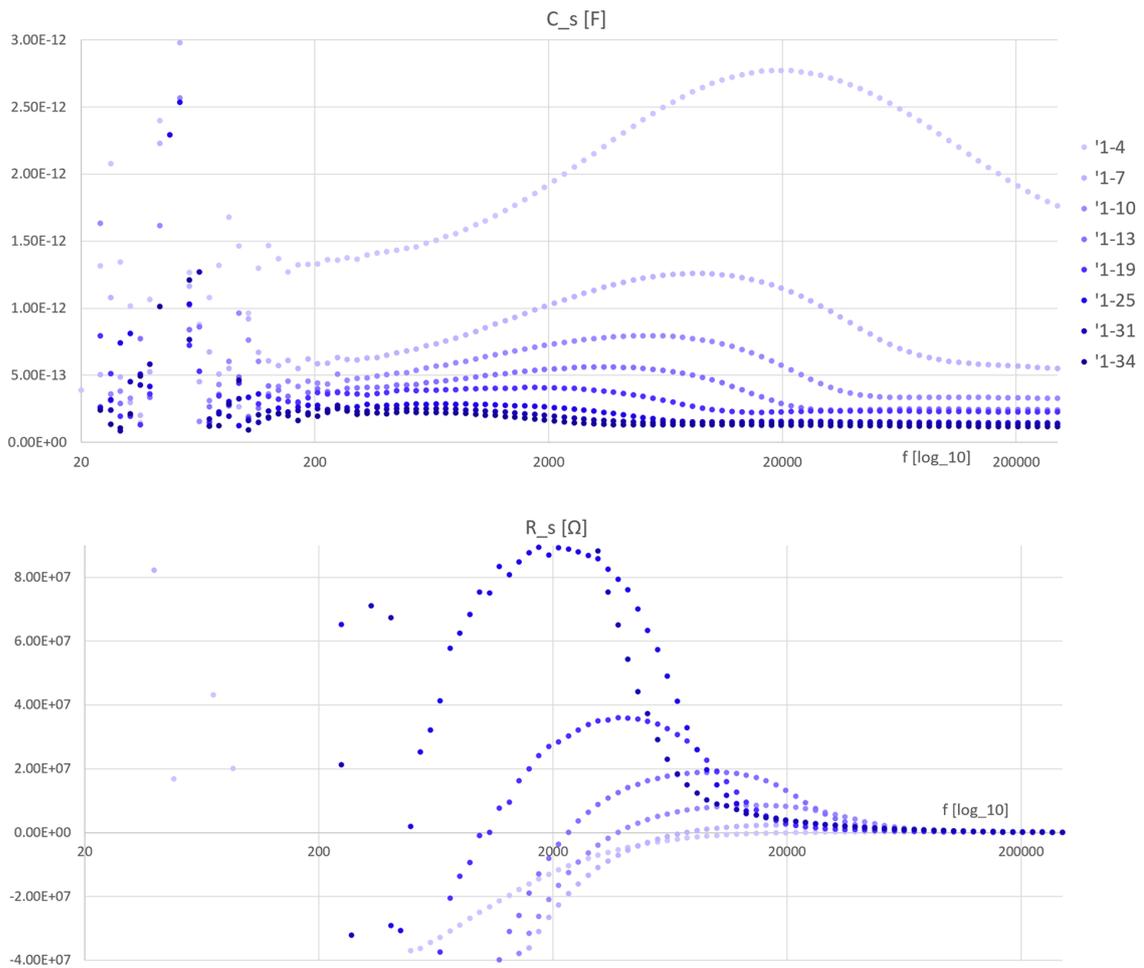


Figura 3.4: Capacità-serie C_s e Resistenza-serie R_s per pads progressivamente più lontani

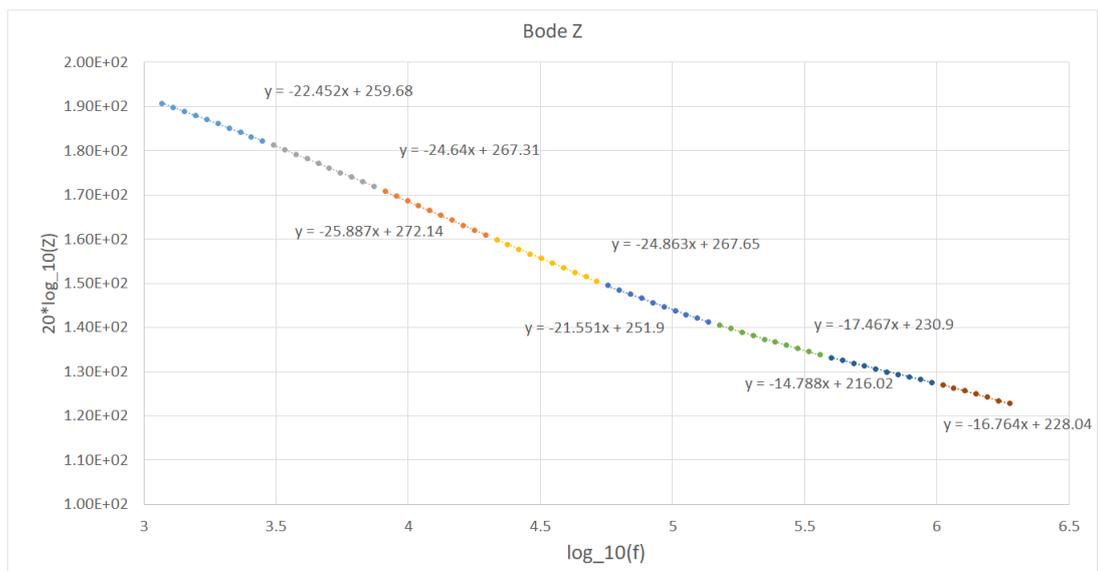


Figura 3.5: L'andamento della pendenza della curva Z con la frequenza

I valori misurati sotto i 200 Hz sono instabili e soggetti a importanti e imprevedibili variazioni. Questo è dovuto principalmente al fatto che l'oggetto di misura è sempre un circuito con piccole capacità in entrata e in uscita dell'ordine dei pF . Come sappiamo dalla relazione $Z_C = 1/(j\omega C)$ a queste capacità, a basse frequenze, corrispondono valori elevatissimi di impedenza. Ciò rende difficoltoso il passaggio della corrente attraverso il circuito e il segnale, molto attenuato, subisce distorsione. Per questo motivo tenderemo ad ignorare le misure raccolte nell'intervallo $[0\text{ Hz}; 200\text{ Hz}]$.

- **Impedenza Z :**

Il grafico di bode dell'impedenza mostra un andamento molto somigliante a un circuito **capacitivo**. I valori molto elevati registrati alle basse frequenze, uniti alla pendenza quasi costante, segnalano la presenza di un **polo** a 0 Hz . La presenza di un polo a 0 Hz significa che la funzione di risposta $F(\omega)$ che nel nostro caso è $F(\omega) = Z(\omega)$ è $Z(\omega) \sim 1/j\omega$ per $\omega \rightarrow 0$. Un circuito RC ideale ha una pendenza di -20 dB/dec dopo il primo polo; nel nostro caso il primo polo è collocato a 0 Hz , tuttavia la pendenza non è costante, anche se oscilla in vicinanza al valore -20 dB/dec .

Per mostrare l'andamento della pendenza, il grafico di impedenza $Z(\omega)$ per i pads 1 – 4 è stato spezzato in 8 parti. Per ognuno di questi 8 intervalli, i valori di impedenza Z sono stati interpolati con una retta. Il risultato è quindi 8 diverse rette di interpolazione che mostrano, tramite coefficiente angolare, l'andamento della pendenza con la frequenza (Figura 3.5)

In tutte le misure è presente un picco di risonanza più o meno pronunciato. Tale picco si mostra ad alte frequenze (quasi fuori dallo spettro) per le misure tra i pads 1 – 4 (pads adiacenti) e si sposta a frequenze più basse con misure di pads via via più lontani. Il picco arriva al minimo di frequenza 2570 Hz con la misura tra i pads più lontani dello stesso gruppo: 1 – 34. Per comprendere meglio il comportamento del picco di risonanza si veda anche l'andamento della fase θ .

- **Fase θ :**

La fase alle basse frequenze è $\theta_0 < -\pi/2$. Le misure da 1 – 4 a 1 – 13 mostrano una oscillazione pronunciata, con un minimo attorno a $\theta_1 = 2\text{ kHz}$ e un massimo attorno a $\theta_2 = 20\text{ kHz}$, mentre nelle misure da 1 – 16 a 1 – 34 il minimo in alcuni casi quasi scompare, e il massimo si stabilizza attorno al valore -65° . Le frequenze delle posizioni di minimo e massimo diminuiscono con l'aumentare della distanza dai pads, contestualmente al picco di risonanza evidenziato nel grafico dell'impedenza. Nel caso di un circuito RC ideale la fase, in presenza di polo a 0 Hz , rimane costante al valore di $-\pi/2$ da 0 Hz fino al successivo zero o polo. Infatti da

$$Z(\omega)_{\omega \rightarrow 0} \sim \frac{1}{j\omega} = e^{-i\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\omega}$$

(risposta in frequenza di un circuito RC per frequenze basse), si può vedere che il modulo è proporzionale a $1/\omega$, mentre la fase è $\theta = -\pi/2$. Nel nostro caso la variazione di fase riscontrata entro il nostro spettro di frequenze non attesta la presenza di un vero e proprio zero. Se ci fosse uno zero la fase subirebbe un cambiamento da $-\pi/2$ a 0 , per una variazione totale di fase di $\pi/2$. L'oscillazione della fase alle basse frequenze lascia pensare che possa esserci un disturbo non voluto. Per misure tra pads lontani, la fase ritorna poco sopra $-\pi/2$ e si stabilizza.

- **C_s :**

La Capacità-serie misurata è nell'ordine dei pF , come ci si aspetta dalla capacità pads-isolante-piano resistivo. Le curve tuttavia mostrano un andamento con una curva con un massimo e una escursione in ordinata di 1.5 pF per i pads vicini, e una curva molto meno pronunciata con escursione inferiore agli 0.3 pF per i pads più lontani. La capacità sembra stabilizzarsi a frequenze alte, soprattutto per pads lontani da dopo i 20 kHz .

La Capacità-serie contiene un termine dovuto alle capacità pad-isolante-piano resistivo, a

cui però si aggiunge un contributo, che causa la diminuzione della capacità con l'aumentare della distanza tra i pads. Si può ipotizzare che il contributo sia dovuto allo stesso piano resistivo che agisce da condensatore; aumentando la distanza tra pads aumenta la dimensione del piano resistivo in contatto tra i due pads e quindi si aggiungono condensatori in serie. Si vedano più avanti le considerazioni sulla griglia finita e infinita di resistenze e sui modelli equivalenti.

- R_s :

La Resistenza-serie ha un andamento molto insolito: a basse frequenze il suo valore è tendente a $-\infty$, essa supera l'asse delle ascisse a circa metà spettro, compie una curva con massimo e successivamente decade esponenzialmente verso 0 ad alte frequenze. Contrariamente a quanto si possa pensare, le misure non si stabilizzano dopo i 20 kHz . I valori dei picchi si pongono in un range che comprende tre ordini di grandezza: $[10^6 - 10^8]\Omega$. Chiamiamo ora ω_0 il punto in cui la Resistenza-serie supera l'asse delle ascisse, analizzando il grafico in fase si può notare come $\theta < -\pi/2$ per $\omega < \omega_0$, mentre $\theta > -\pi/2$ per $\omega > \omega_0$. I picchi tendono a scalare con la distanza tra i pads, ovvero: per pads vicini il picco di resistenza ha valori sull'ordine del $M\Omega$, per pads lontani il picco arriva a misurare $200\text{ M}\Omega$.

3.1.2 Sovrapposizione degli effetti

Dal comportamento delle misure appena osservate è interessante cercare di capire se la risposta osservata misurando due pads lontani equivalga alla somma delle risposte osservate misurando i pads vicini che compongono il percorso tra i pads lontani. In particolare nel gruppo $D11$ è stato condotto il seguente test:

1. Sono state misurate e "sommate" le quantità di impedenza, fase, C_s e R_s per le seguenti coppie di pads adiacenti: 1-4, 4-7, 7-10, 10-13;
2. Sono state misurate le stesse quantità per le coppie di pads separati: 1-13;
3. I valori per il confronto sono stati inseriti in uno stesso grafico.

Le misure tra pads lontani sono state confrontate quindi con le misure ottenute interpretando i pads adiacenti come disposti in una *serie* che compone il percorso tra due pads più lontani. Le quantità calcolate interpretando i pads in serie sono qui di seguito elencate con il pedice *sum*:

- Per le impedenze Z_{1-13} è stato graficato assieme a $Z_{sum} = Z_{1-4} + Z_{4-7} + Z_{7-10} + Z_{10-13}$
- Per le fasi θ_{1-13} è stato messo a confronto con θ_{1-4} e θ_{10-13} .
- Per la capacità C_{1-13} è stato messo a confronto con

$$C_{sum} = (1/C_{1-4} + 1/C_{4-7} + 1/C_{7-10} + 1/C_{10-13})^{-1}$$

- Per la resistenza R_{1-13} è stato messo a confronto con

$$R_{sum} = R_{1-4} + R_{4-7} + R_{7-10} + R_{10-13}$$

La giustapposizione mostra come Z_{sum} sia confrontabile con Z_{1-13} ; ad esempio poco sotto i 2 kHz dove le fasi coincidono, le impedenze si avvicinano molto. Le misure di impedenza tra pads vicini in *orizzontale**, come Z_{1-4} del test precedente e tutte le misure tra pads adiacenti di questo test, hanno un comportamento simile, mostrando una risonanza alle alte frequenze (200 kHz). Questo andamento si riscontra anche in Z_{sum} , il quale differisce da Z_{1-13} principalmente per il fatto che quest'ultimo presenta una risonanza più pronunciata e spostata verso frequenze minori (20 kHz). La minore entità del picco di risonanza si riscontra anche nelle misure di C_s e R_s . Tuttavia nel caso di C_s i valori misurati 1-13 e *sum* coincidono in corrispondenza del massimo di risonanza della misura C_{s1-13} . È dunque possibile confrontare il circuito di misura tra due pads molto separati e il circuito di misura della serie di pads adiacenti, tuttavia la misura tra pads separate esprime una risonanza elevata, ed è molto più complicato da

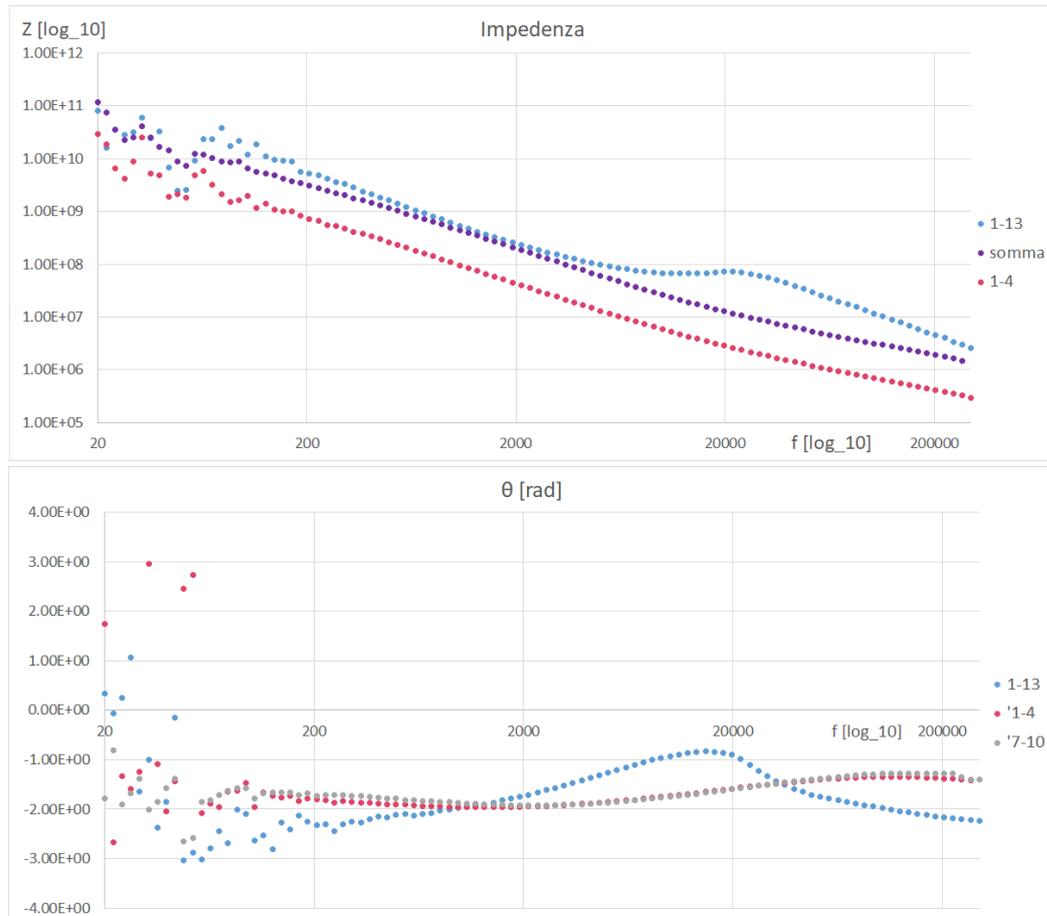


Figura 3.6: In alto l'impedenza tra i pads 1-4 (rosso), la somma delle impedenza fino al pad 13 (viola), e l'impedenza misurata tra i pad 1-13 (blu) messi a confronto. In basso le fasi di due coppie di pads adiacenti: 1-4 (rosso) e 7-10 (grigio) a confronto con la fase tra due pads lontani 1-1 (blu)

descrivere e analizzare rispetto al circuito tra pads adiacenti.

* La dicitura *pads in orizzontale* si riferisce a pads posizionati sul lato lungo dei connettori. È opportuno distinguerli dai *pads in verticale*, ovvero pads disposti lungo il lato corto dei connettori, in quanto i loro comportamenti in frequenza differiscono. Verrà riservata una sezione apposita per discutere le misure tra *pads in verticale*.

3.1.3 Come sono calcolate C_s ed R_s - l'equivalente circuitale serie

Quando si decide di misurare C_s ed R_s si seleziona la modalità *serie* nel misuratore RCL. In questa configurazione l'RCL interpreta il circuito oggetto della misurazione con un equivalente circuitale di resistenza e capacità in serie. Modelli più avanzati di misuratori arrivano a valutare contemporaneamente anche circuiti equivalenti elaborati composti da tre componenti, tipicamente con l'aggiunta di un'induttanza. Nel caso dell'equivalente circuitale serie, ovvero il semplice circuito a destra in (Figura 2.6), la resistenza del circuito risulta essere $R_s = Z \cos(\theta)$ (dove Z è l'impedenza in funzione della pulsazione e θ è la fase).

Possiamo ricavare i valori di $C_s(\omega)$ e $R_s(\omega)$ partendo dall'impedenza totale misurata in un circuito equivalente serie. Come sappiamo in tale circuito

$$Z_{tot}(\omega) = Z_{R_s} + Z_{C_s}$$

Sostituendo le impedenze: $Z_{R_s} = R_s$ e $Z_{C_s} = \frac{1}{j\omega C_s}$

$$Z_{tot}(\omega) = R_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (3.1)$$

Ora, supponiamo di disporre delle misure di impedenza totale a due diverse pulsazioni, siano $Z_1(\omega_1)$ e $Z_2(\omega_2)$, è possibile impostare il sistema:

$$\begin{cases} Z_1(\omega_1) = R_s + \frac{1}{j\omega_1 C_s} \\ Z_2(\omega_2) = R_s + \frac{1}{j\omega_2 C_s} \end{cases} \quad (3.2)$$

Ora, conoscendo i valori di Z_1 e Z_2 , si possono ricavare C_s e R_s risolvendo il sistema. Si ottiene

$$\begin{cases} R_s = Z_1 + \omega_2 \frac{Z_2 - Z_1}{\omega_2 - \omega_1} \\ C_s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{j\omega_1 \omega_2 (Z_2 - Z_1)} \end{cases} \quad (3.3)$$

Questo calcolo per ricavare C_s ed R_s è lo stesso utilizzato dal misuratore RCL. Come si può notare, ricavare analiticamente le espressioni per C_s ed R_s è possibile nel caso di circuiti equivalenti semplici e con pochi elementi, come *equivalente serie* ed *equivalente parallelo* preimpostati nell'RCL. Aggiungendo altri elementi circuitali in serie o in parallelo, ricavare analiticamente le quantità con il metodo analizzato in precedenza diventa molto più complicato, il calcolo necessita di tante misure di impedenza quante gli elementi circuitali incogniti, e prevede la risoluzione di sistemi non lineari di 3 o più equazioni. Nei prossimi paragrafi preferiremo una analisi del circuito che si concentri sulle informazioni da poli, zeri e relative costanti di tempo, dal momento che la strategia qui spiegata non è applicabile con facilità a circuiti con più di 2 elementi.

3.2 Prototipi di circuiti equivalenti

Passiamo ora a elencare una serie di circuiti utilizzati come modelli per descrivere le misure di impedenza sulla Micromegas. Con riferimento alla struttura della Micromegas introdotta in precedenza, descriviamo brevemente il percorso del segnale inserito con la sonda. Il segnale viene iniettato all'elettrodo di un pad, e raccolto all'elettrodo di un pad diverso. All'interno della Micromegas il segnale attraversa l'elettrodo, giunge al pad e qui incontra una capacità che lo separa dal piano resistivo. In prima approssimazione descriveremo il piano resistivo come una resistenza tra due punti su di esso in corrispondenza dei pad selezionati. Infine il segnale ritorna alla sonda attraverso l'elettrodo del secondo pad, dopo aver attraversato una seconda capacità, teoricamente uguale alla prima. Lo schema del circuito è molto simile a quella in figura 3.2, con la differenza che le *strips* più in basso sono dei pads in silicio, e le *resistive strips* sono invece il nostro *piano resistivo*.

3.2.1 CRC serie

È il modello base più semplice con cui descrivere il circuito della Micromegas, realizzato e testato saldando componenti SMD su una basetta forata. Esso è costituito da 3 elementi in serie:

- **2 Capacità C_1 e C_2 :** Con il vincolo $C_1 = C_2$. Esse rappresentano le capacità create tra pad e piano resistivo,; due conduttori giustapposti con strato di dielettrico all'interno. Il vincolo di uguaglianza tra le due capacità $C_1 = C_2$ è giustificato dal fatto che i pads sono tutti di uguali dimensioni e fattezze e lo strato di dielettrico viene assunto indeformabile. Chiameremo le due capacità con lo stesso nome C per semplicità.
Valore nominale: $C = (2.00 \pm 0.04) pF$

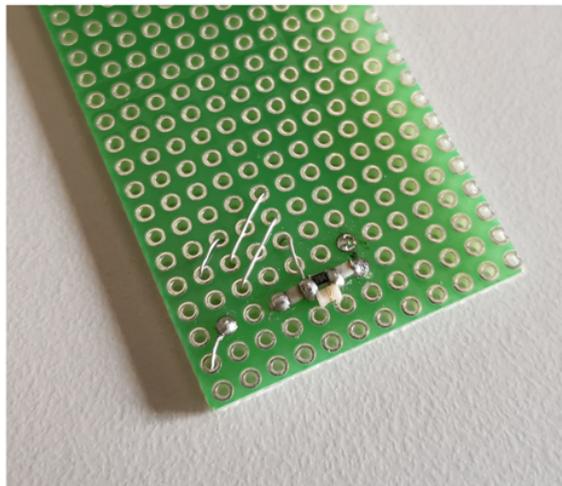
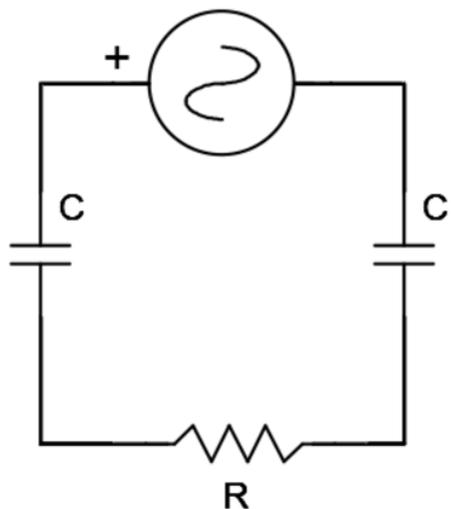


Figura 3.7: A sinistra lo schema del circuito CRC, a destra il prototipo realizzato in laboratorio con componenti SMD

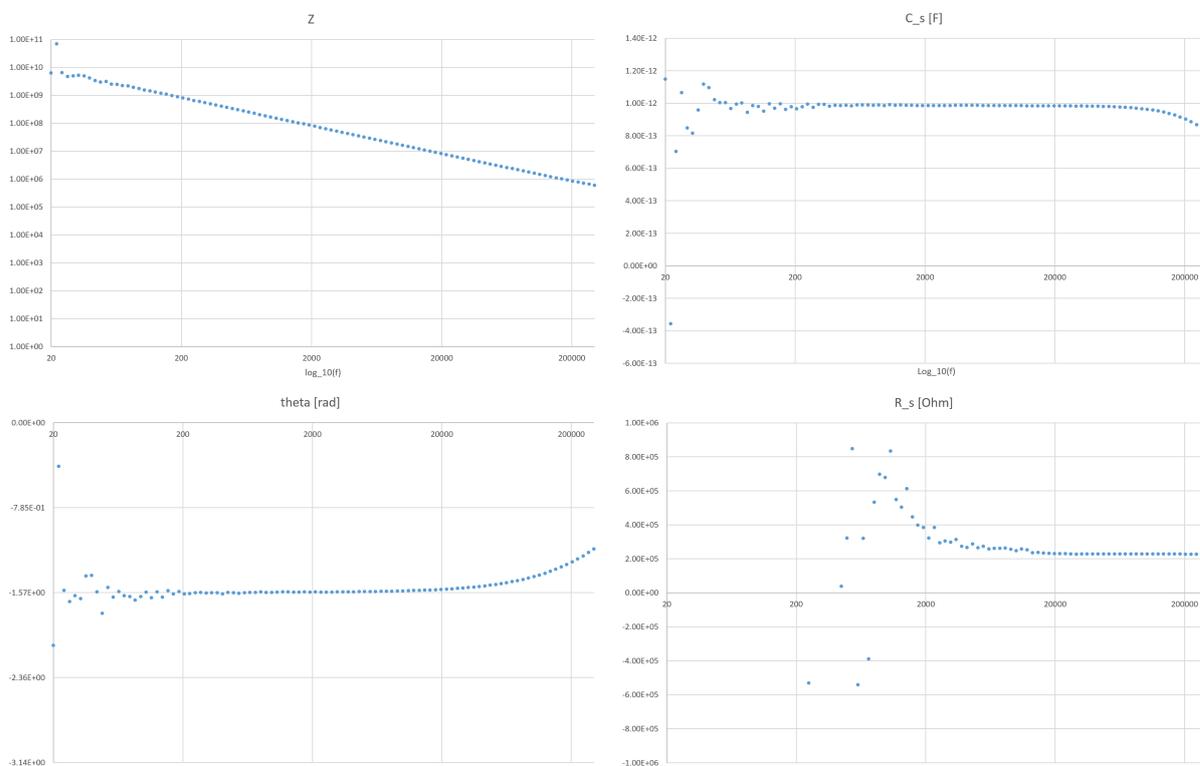


Figura 3.8: A sinistra i grafici di bode di impedenza e fase del circuito CRC. A destra Capacità-serie C_s e Resistenza-serie R_s

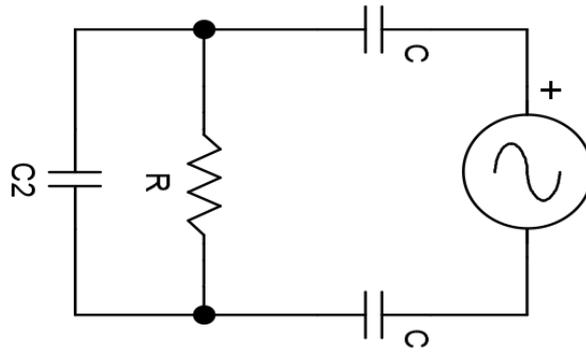


Figura 3.9: Lo schema circuitale del circuito CRC con capacità in parallelo della sezione 3.4

- **Resistenza R :** I pads individuano due distinte areole in corrispondenza del piano resistivo che le sovrasta. La resistenza è una descrizione circuitale per il piano resistivo separato da queste due areole.
Valore nominale: $(220 \pm 11) k\Omega$.

L'impedenza totale risulta essere:

$$Z_{CRC} = R + \frac{2}{j\omega C}$$

$$Z_{CRC} = R \frac{j\omega + 2/(RC)}{j\omega} \quad (3.4)$$

Si può notare la presenza di un polo a $0 Hz$ dovuto alle due capacità in serie (di cui si può facilmente trovare la capacità equivalente $C_{eq} = C_{nom}/2$ con C_{eq} capacità equivalente e C_{nom} capacità nominale). Questo polo, come nel caso delle misure sulla Micromegas, causa una decrescita dell'impedenza con coefficiente angolare $-20 dB/dec$.

Poi è presente uno *zero* in corrispondenza della pulsazione $\omega = 2/(RC)$, qui la fase subisce un cambiamento di $+\pi/2$ passando da $-\pi/2$ a 0 e la pendenza di Z passa da $-20 dB/dec$ a $0 dB/dec$.

Come si può notare lo spettro in frequenza non è sufficientemente ampio da poter comprendere lo *zero*. La frequenza dello *zero*, secondo i valori nominali del circuito si posiziona a circa $f_{zero} = 720 kHz$.

Dall'equazione 3.4 notiamo che la costante di normalizzazione risulta essere R .

Il grafico della funzione di equazione 3.4 è uguale allo sweep in frequenza di Z misurato e non viene qui riportato.

Capacità e resistenza in questo contesto si stabilizzano attorno a un valore ben fissato. La resistenza ha un comportamento molto simile alle misure sulla micromegas con la differenza sostanziale che non decade esponenzialmente con l'aumentare della frequenza ma si stabilizza sul valore nominale della resistenza SMD.

3.3 CRC con capacità in parallelo

Un modello di circuito equivalente particolarmente interessante consiste in un CRC con una capacità in parallelo alla resistenza.

Calcoliamo l'impedenza del circuito, indicando $s = j\omega$:

$$Z(s) = \frac{2}{sC} + R \parallel \frac{1}{sC_2} = \frac{2}{sC} + \frac{R}{sRC_2 + 1} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{sR(2C_2 + C) + 2}{sC(SRC_2 + 1)} = \frac{R(2C_2 + C) \left(s + \frac{2}{R(2C_2 + C)} \right)}{RsCC_2 \left(s + \frac{1}{RC_2} \right)} \\
Z(s) &= \frac{2C_2 + C}{C_2 C} \cdot \frac{s + \frac{2}{R(2C_2 + C)}}{s \left(s + \frac{1}{RC_2} \right)} \tag{3.5}
\end{aligned}$$

La funzione 3.5 ha quindi uno zero e due poli, in corrispondenza dei valori:

- *primo zero*: $|s_1| = \frac{2}{R(2C_2 + C)}$;
- *primo polo*: $|s_2| = \frac{1}{RC_2}$;
- *polo a zero* $|s_0| = 0$;

La funzione trovata è stata graficata in funzione di s e messa a confronto con la misura di impedenza tra i *pads* 1 – 4. La serie di misure 1 – 4 è stata scelta perché si riferisce a due pads adiacenti, e quindi rappresenta il caso più semplice ed evita l'interferenza di pads nel mezzo come nel caso di misure tra pads più lontani. Successivamente sono stati trovati i valori delle pulsazioni $|s_1|$ ed $|s_2|$ che meglio interpolano il grafico della serie di misure fatte sulla micromegas. È stata rivolta particolare attenzione al grafico della fase per il posizionamento corretto di polo e zero, con un maggiore interesse per la zona di banda di *alte frequenze*, dove si osserva la seconda variazione di fase, rispetto a $-\pi/2$. Si noti che l'equazione 3.5 dà informazioni anche sull'*Ampiezza* o fattore di normalizzazione della funzione.

$$A = \frac{2C_2 + C}{C_2 C} \tag{3.6}$$

Mettendo a sistema le equazioni di polo e zero s_1, s_2 , con l'equazione 3.6 è possibile ricavare i valori delle capacità e resistenze che compongono il circuito equivalente in Figura 3.9.

$$\begin{cases} A = \frac{2C_2 + C}{C_2 C} \\ s_1 = \frac{2}{R(2C_2 + C)} \\ s_2 = \frac{1}{RC_2} \end{cases} \quad \begin{cases} C_2 = \frac{C}{AC - 2} \\ s_1 = \frac{2S_2 C_2}{2C_2 + C} \\ R = \frac{1}{s_2 C_2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} C_2 = \frac{C}{AC - 2} \\ s_1 = \frac{2S_2 C}{2C + C(AC - 2)} = \frac{2S_2}{AC} \\ s_2 = \frac{2 - AC}{s_2 C} \end{cases} \quad \begin{cases} C_2 = \frac{2s_2}{As_1} \frac{1}{\frac{2s_2}{s_1} - 2} \\ C = \frac{2s_2}{As_1} \\ R = \left(2 - \frac{2s_2}{s_1} \right) \frac{As_1}{2s_2^2} \end{cases}$$

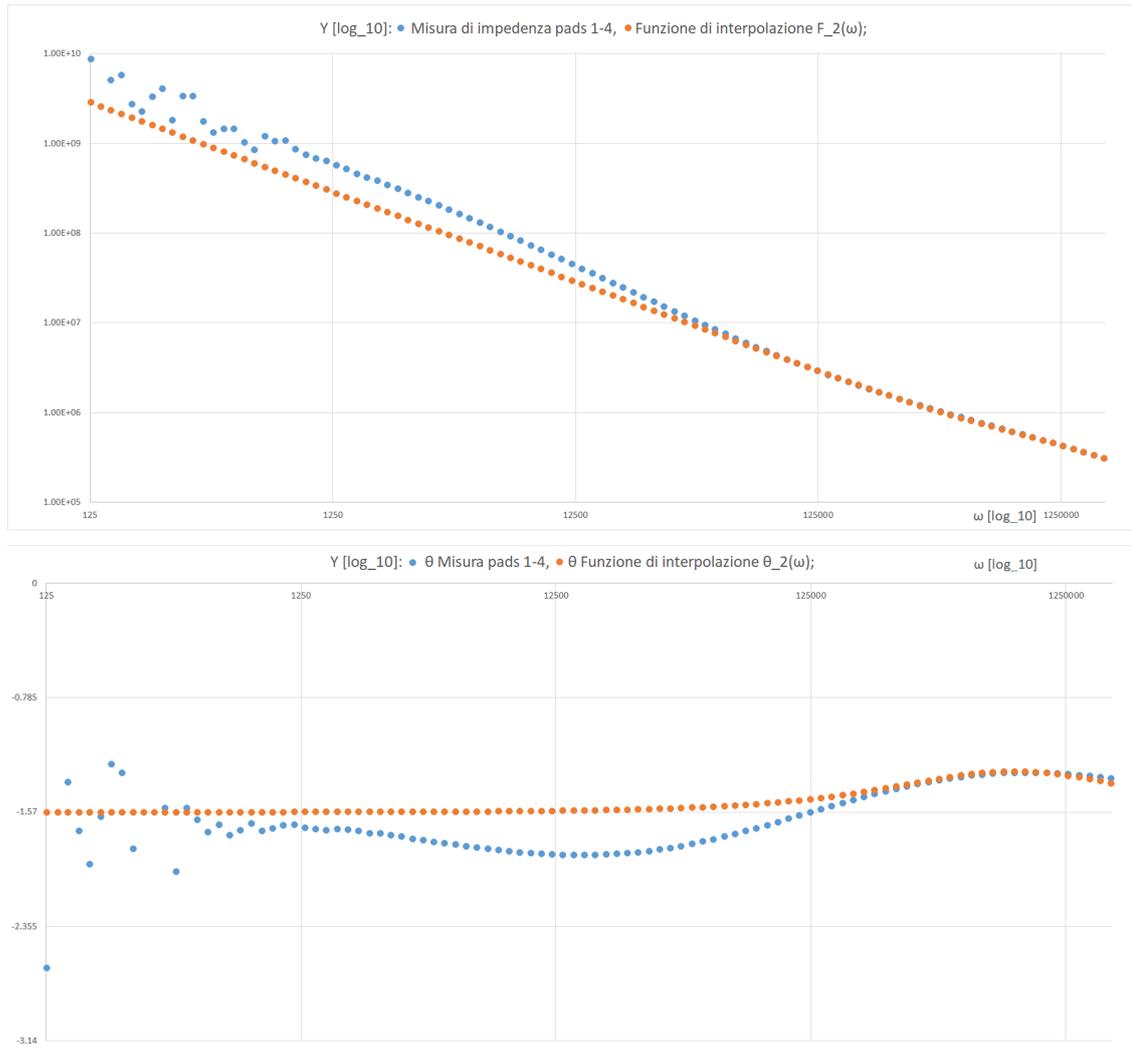


Figura 3.10: Confronto tra le misure di impedenza effettuate con RCL e la funzione di interpolazione $F_1(s)$. Pads misurati: 1-4, adiacenti.

$$\begin{cases} C_2 = \frac{s_2}{A(s_2 - s_1)} \\ C = \frac{2s_2}{As_1} \\ R = \frac{A(s_1 - s_2)}{2s_2^2} \end{cases} \quad (3.7)$$

Il picco della fase è stato scelto alla luce del confronto con una semplice simulazione con LT Spice, consultabile al paragrafo 3.5.3, che ne mostra uno del tutto simile. Per l'interpolazione è stata utilizzata la funzione 3.5, che qui chiameremo $F_1(s)$ in cui il *polo* è posizionato a frequenza maggiore rispetto allo *zero*.

I valori ricavati per *polo* $|s_2|$ e *zero* $|s_1|$ ed ampiezza A sono:

- $|s_1| = (5.87 \pm 0.02) \cdot 10^5 \text{ Hz}$;
- $|s_2| = (1.03 \pm 0.02) \cdot 10^6 \text{ Hz}$;

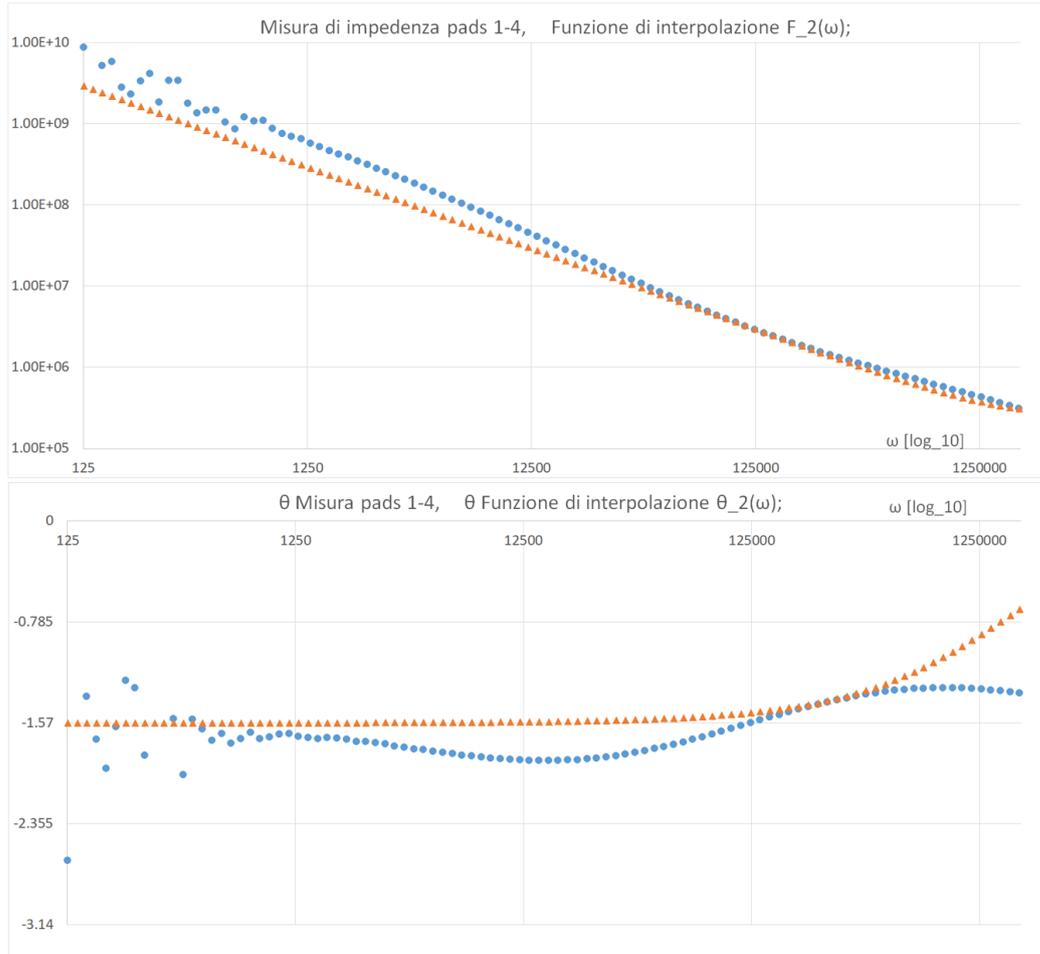


Figura 3.11: La misura di impedenza tra pads 1-4 (blu) con la curva di interpolazione 3.1

- $A = (6.32 \pm 0.08) \cdot 10^{11}$

I valori calcolati, a meno dei segni, per il circuito equivalente sono:

$$\begin{cases} C_2 = (3.66 \pm 0.06) \cdot 10^{-12} F \\ C = (5.57 \pm 0.03) \cdot 10^{-12} F \\ R = (1.32 \pm 0.02) \cdot 10^5 \Omega \end{cases} \quad (3.8)$$

Si può notare come lo *zero* di questo circuito, s_1 , è l'unica pulsazione che contiene informazioni inerenti C , ovvero la capacità pad-piano resistivo che è determinante per la caratterizzazione della costante RC, e quindi della costante di tempo τ riferita al piano. Mettiamo a confronto s_1 con s_{CRC} :

$$|s_1| = \frac{2}{R(2C_2 + C)} \quad |s_{CRC}| = \frac{2}{RC}$$

Notiamo che $|s_1|$ differisce da $|s_2|$ solamente nel denominatore, $R(2C_2 + C)$ invece di RC . Per questo motivo, alle misure tra pads 1-4, è stata applicata anche l'interpolazione tramite equivalente CRC, in modo da poter ricavare il valore della costante RC del circuito, come in figura.

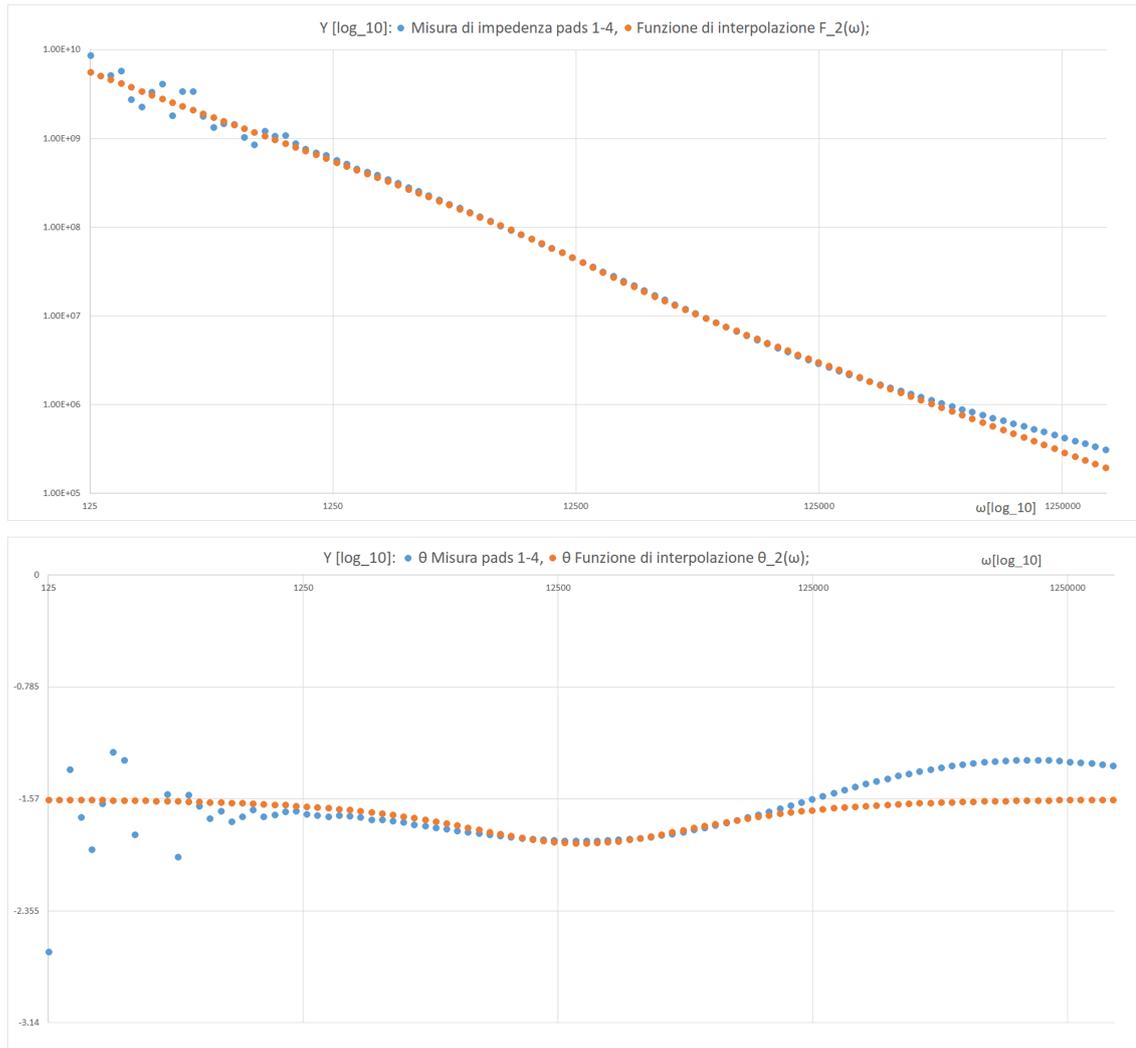


Figura 3.12: Confronto tra le misure di impedenza effettuate con RCL e la funzione di interpolazione $F_2(s)$. Pads misurati: 1-4, adiacenti.

Con questa nuova interpolazione è stato necessario spostare lo *zero* a più alte frequenze, il valore della pulsazione di questo *zero* è

$$|s_{CRC}| = (1.55 \pm 0.05) \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

Da esso e dal valore di ampiezza $A = R$ si possono ricavare le grandezze circuitali:

$$\begin{cases} C_{RC} = (2.72 \pm 0.04) \cdot 10^{-12} \text{ F} \\ R_{RC} = (2.37 \pm 0.03) \cdot 10^5 \Omega \end{cases} \quad (3.9)$$

I due zeri a confronto sono:

$$|s_1| = (5.87 \pm 0.02) \cdot 10^5 \text{ Hz} \quad |s_{CRC}| = (1.55 \pm 0.05) \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

Essi portano al calcolo di due costanti di tempo $\tau_{s_1} = 1/|s_1|$ e $\tau_{RC} = 1/|s_{RC}|$:

$$|\tau_{s_1}| = (1.70 \pm 0.03) \cdot 10^{-6} s \quad |\tau_{CRC}| = (6.45 \pm 0.02) \cdot 10^{-7} s$$

Il modello di circuito con capacità in parallelo si adatta bene a caratterizzare anche la banda di *medie frequenze*, in particolare il primo picco di risonanza della fase, sotto il livello $-\pi/2$. In questo caso il *polo* è posizionato a frequenze inferiori rispetto allo *zero*. I valori trovati interpolando il grafico di Bode con la funzione 3.5 sono riportati di seguito:

- $|s_1| = (2.24 \pm 0.02) \cdot 10^4 Hz$;
- $|s_2| = (1.20 \pm 0.02) \cdot 10^4 Hz$;
- $A = (3.63 \pm 0.08) \cdot 10^{11}$

Da essi si ricavano, a meno dei segni, i valori di R , C e C_2 del circuito equivalente:

$$\begin{cases} C_2 = (2.95 \pm 0.05) \cdot 10^{-12} F \\ C = (3.18 \pm 0.03) \cdot 10^{-12} F \\ R = (1.31 \pm 0.02) \cdot 10^7 \Omega \end{cases} \quad (3.10)$$

Si tenga presente che i valori trovati non corrispondono necessariamente a grandezze reali presenti nel circuito di misurazione della micromegas, quanto più a delle loro combinazioni. L'interpolazione è da considerare come una approssimazione per avere delle grandezze operative di riferimento. Una funzione di interpolazione più elaborata e che si estende su quasi tutto lo spettro viene esposta nella successiva sezione.

3.3.1 Funzione di Bode a tutto spettro

Per conoscere più a fondo il circuito equivalente delle misure sulla Micromegas si è presa in considerazione la misura tra pads adiacenti 1-4 per trovare una funzione più elaborata che possa interpolare l'impedenza misurata.

È stato necessario quantomeno aggiungere un ulteriore *zero* e due *poli*, così la nuova funzione di impedenza $Z(s)$ conta in totale 2 *zeri* e ben 3 *poli*, sintomo della presenza di almeno altre due componenti circuitali indipendenti in un eventuale circuito equivalente.

La funzione di impedenza di interpolazione calcolata è:

$$Z(s) = A \frac{(s - z_1)(s - z_2)}{s(s - p_1)(s - p_2)} \quad (3.11)$$

- $A = (6.31 \pm 0.5) \cdot 10^{11} \Omega$
- $z_1 = (24.8 \pm 0.05) kHz$
- $z_2 = (564 \pm 20) kHz$
- $p_1 = (12.5 \pm 0.05) kHz$
- $p_2 = (1.04 \pm 0.1) MHz$

Risalire a un circuito la cui impedenza si possa rappresentare con la suddetta funzione è compito assai arduo, e non c'è la sicurezza di poterne ricavare le grandezze circuitali facilmente. L'interpolazione qui proposta tiene in considerazione gli aspetti reali del circuito della Microemgas e, cercare di descrivere tutto lo spettro con un singolo modello è un'operazione praticamente impossibile, dal momento che molte componenti hanno comportamenti variabili su ampi intervalli di frequenza. Si può inoltre notare, come prevedibile, che uno zero e un polo di questa

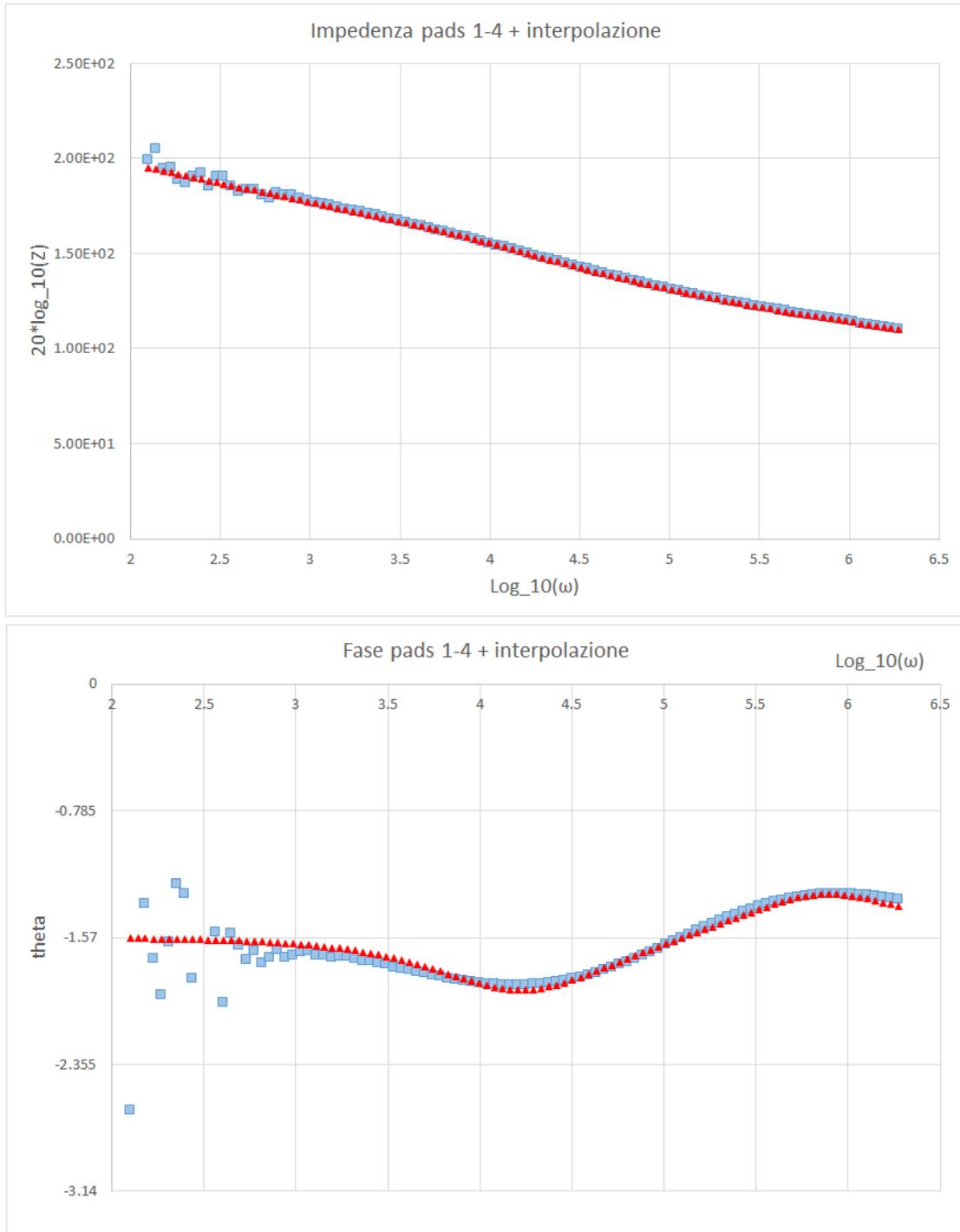


Figura 3.13: Confronto tra misura di impedenza tra pads 1-4 (rettangoli azzurri) e fit dato dalla funzione $Z(s)$ di equazione (3.11) (triangoli rossi)

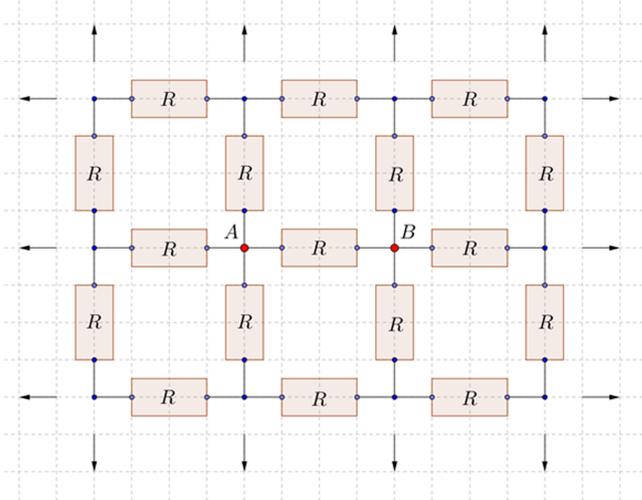
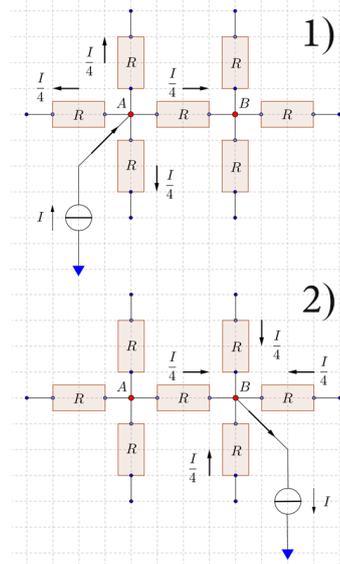


Figura 3.14: Esempio di una griglia infinita di resistori

Figura 3.15: Caso 1): generatore di corrente I che entra in A ; caso 2): generatore di corrente I che esce da B

funzione, z_1 e p_1 hanno valori molto simili a zero e polo s_1 e s_2 della equazione 3.5 al paragrafo precedente.

$$|s_1| = (22.40 \pm 0.002) \text{ kHz} \sim (24.8 \pm 0.05) \text{ kHz} = z_1$$

$$|s_2| = (12.00 \pm 0.002) \text{ kHz} \sim (12.5 \pm 0.05) \text{ kHz} = p_1$$

Alcuni studi effettuati sull'impedenza di circuiti equivalenti di vario tipo ha escluso che la funzione (3.3.1) sia descrivibile per mezzo dell'inserimento di una capacità che dal piano resistivo va verso massa. Tale capacità infatti, porterebbe il grafico di impedenza di Bode ad avere un *polo doppio* in 0 Hz , con pendenza della funzione pari a -40 dB/dec in tale punto, discostandosi dalle misure.

3.4 Griglia infinita di resistenze

3.4.1 Introduzione

Il piano resistivo della Micromegas può essere schematizzato come una griglia piana infinita di resistenze; immaginiamo di averne una come in figura (3.15).

Siano le resistenze tra ogni nodo pari a R , si vuole calcolare la resistenza vista tra il nodo A e il nodo B . Per la simmetria del problema, una corrente $I_1 = I$ immessa nel nodo A si suddivide in parti uguali e scorre attraverso i rami collegati al nodo A . Ugualmente, una corrente $I_2 = -I$ al nodo B si suddivide in parti uguali nei ed esce dal nodo B . Immaginando di sovrapporre le due situazioni, la corrente che attraversa il resistore tra il nodo A e il nodo B risulta pari a $I/4 + I/4 = I/2$. Il resistore R_{AB} figura ?? è collegato in parallelo al resto della rete, che possiamo sintetizzare come un resistore R_E collegato tra i nodi A e B . Dalla sovrapposizione dei due casi 1) e 2) in figura precedente si conclude che scorre attraverso R_E una corrente pari a $I/2$, e dunque $R_E = R$. Per questo motivo la resistenza vista ai capi di A e B è

$$R_{AB} = R/2$$

il parallelo di due resistenze del valore R .

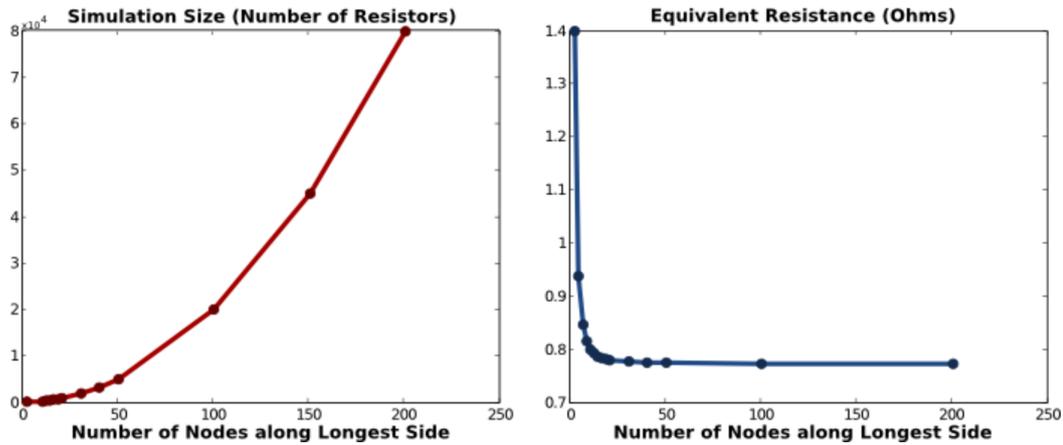


Figura 3.16: Sulla destra l'andamento della resistenza R_{AB} in funzione del numero di nodi della griglia di resistenze

Il problema della determinazione della resistenza vista tra due punti qualsiasi della griglia è molto complesso, per una spiegazione approfondita si rimanda al seguente link [23].

Si può immaginare che la resistenza R nel circuito CRC considerato prima, sia equivalente alla resistenza tra due nodi della griglia in cui si suddivide idealmente il piano resistivo, da cui si ha accesso tramite le pads della Micromegas. La distanza che separa il nodo A dal nodo B , interpretati come i centri delle pads considerate, proiettati sul piano resistivo, nel nostro caso è circa uguale al lato di un pad: $d_{AB} \sim 6.85 \text{ mm}$.

Delle simulazioni condotte con griglie di dimensioni via via più grandi, mostrano come sia rapida la convergenza della resistenza equivalente misurata verso il valore R_E della griglia infinita di resistenze (Figura 3.16). [24]

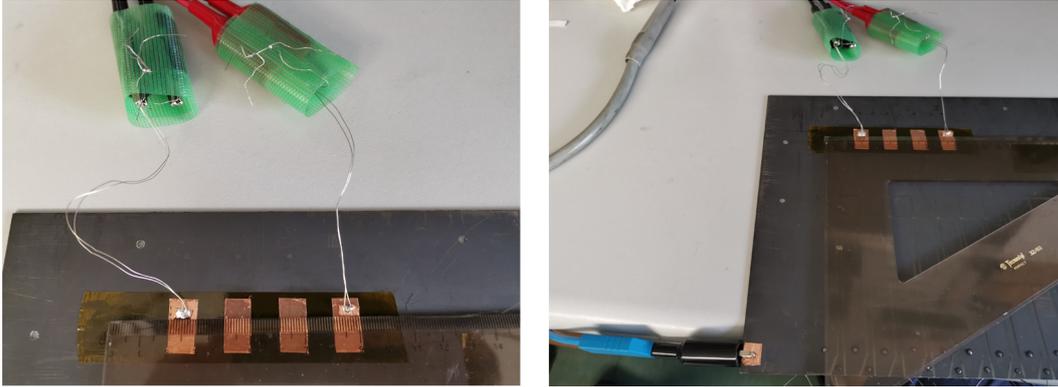


Figura 3.17: Foto del setup delle misure sulla Micromegas, a destra è possibile vedere anche il collegamento a massa (cavo blu)

3.4.2 Piano di grafite

In questo test tentiamo di simulare fisicamente più da vicino il comportamento del circuito della Micromegas tramite dei test su un piano di grafite. Si tratta di un piano di materiale isolante rivestito da un sottile strato di grafite spray, a rappresentare il piano resistivo della nostra Micromegas. Le pads del rivelatore sono state ricreate con dei rettangoli di nastro adesivo ramato conduttore posizionati su uno strato di nastro adesivo al Kapton. Così si ricrea il sistema pads-isolante-piano resistivo che caratterizza la struttura interna della Micromegas. I pads, della larghezza di circa 1 cm , sono collocati a distanza di 2 cm l'uno dall'altro nelle posizioni che denomineremo partendo da 0 nel seguente modo: 0, 2, 4, 6, 8. La resistenza del piano di grafite che separa il centro dei pads simulati è stata misurata in corrente continua per mezzo di un multimetro Fluke per avere una scala di valori di riferimento. Valori di resistenza misurati con il multimetro¹:

- *distanza 2 cm*: Misure tra i pads nelle posizioni 0–2, 2–4, 4–6, $R_{2\text{cm}} = (1,100 \pm 0,05)\text{ k}\Omega$;
- *distanza 4 cm*: posizioni 0–4, 2–6, $R_{4\text{cm}} = (1,300 \pm 0,05)\text{ k}\Omega$;
- *distanza 6 cm*: posizioni 0–6, ($R_{6\text{cm}} = 1,500 \pm 0,05)\text{ k}\Omega$.

La massa del misuratore RCL è stata collegata all'angolo del piano di grafite come mostrato in figura (3.17)(cavo azzurro). Alle basse frequenze siamo in presenza di un comportamento RC : la fase è a $-\pi/2$ e il grafico di Bode della impedenza ha coefficiente angolare -20 dB/dec . A circa 20 kHz si ha un notevole cambiamento di fase dovuto alla presenza di un *polo*, tuttavia, come si nota quasi a fine spettro, esso è accompagnato da uno *zero* (posizionato nel nostro caso al di fuori dello spettro) che ne inverte il cambiamento di fase, creando una risonanza molto simile a quella riscontrata nelle misure della micromegas.

La *Capacità-serie* è stabile a basse frequenze e a 2100 Hz vale: $5,91 \cdot 10^{-13}\text{ F}$ per le misure 0–2, $4,24 \cdot 10^{-13}$ per le misure 0–4, e $2,48 \cdot 10^{-13}$ per le misure 0–6. Dal momento che ogni sistema pads-kapton-piano resistivo ha teoricamente uguali capacità in serie (il segnale entra ed esce sempre da due pads sul piano di grafite), la diminuzione della capacità con la distanza significa che il piano resistivo è rappresentabile, oltre che con una resistenza in serie, anche con una capacità intrinseca, sempre in serie. Questo ci permette di escludere che la diminuzione di capacità riscontrata con l'aumentare della distanza tra i pads nella micromegas sia dovuta a effetti capacitivi degli elettrodi che conducono ai pads, ma la rende più imputabile alla struttura e comportamento dello stesso piano resistivo.

La *Resistenza-serie* ha un comportamento molto simile a quello riscontrato sulla Micromegas: attraversa l'asse delle ascisse in corrispondenza del passaggio della fase attraverso la soglia

¹La precisione del multimetro è superiore all'errore associato a queste misure. Tuttavia nel processo intervengono altre fonti di errori ben maggiori, come la determinazione della posizione e la precisa collocazione del centro delle pads e la variabilità del posizionamento manuale degli elettrodi di sonda.

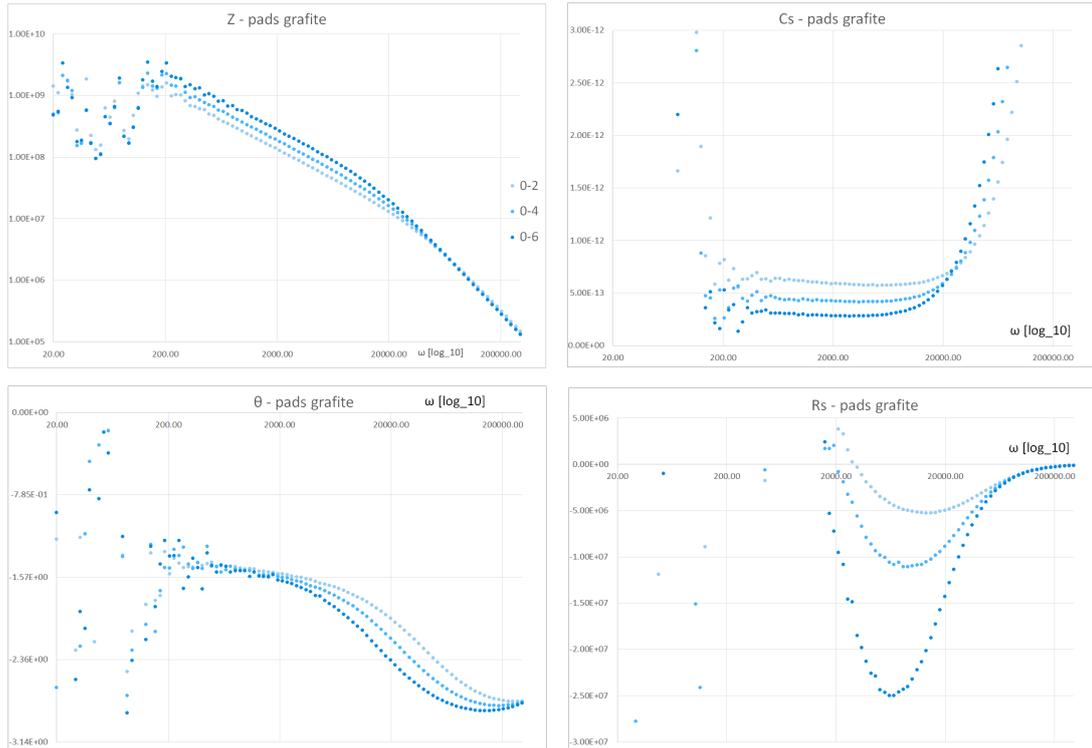


Figura 3.18: A sinistra dall'alto misure di impedenza e fase, a destra dall'alto misure di C_s ed R_s . Misure effettuate sul piano di grafite a distanze dei pads diverse: (0 – 2) cm, (0 – 4) cm e (0 – 6) cm

$-\pi/2$, disegna un massimo e poi decade esponenzialmente alle alte frequenze. Il valore assoluto dei picchi di resistenza aumenta con l'aumentare della distanza tra i pads, come ci si aspetta. Qui riportiamo a titolo indicativo i valori misurati nei picchi e la loro frequenza:

- Resistenza picco $R_p(0 - 2) = -5,27 M\Omega$ a $f_p(0 - 2) = 13,42 kHz$;
- Resistenza picco $R_p(0 - 4) = -33,19 M\Omega$ a $f_p(0 - 4) = 11,04 kHz$;
- Resistenza picco $R_p(0 - 6) = -80,91 M\Omega$ a $f_p(0 - 6) = 6,79 kHz$;

NOTA: La fase si sviluppa sotto il valore $-\pi/2$, in maniera speculare alle misure della micro-megas. Questo significa semplicemente che in questo esperimento la corrente scorre nel verso opposto rispetto alla corrente nell'esperimento sulla Micromegas. Questo è anche il motivo per cui la resistenza è riflessa verso il basso rispetto all'asse delle ascisse e assume valori negativi invece che positivi. Questo fatto non cambia la sostanza della struttura dei calcoli e delle componenti del circuito.

3.4.3 Griglia finita di resistenze

In laboratorio, su una basetta forata, è stata ricreata una griglia piana di resistenze SMD saldate. Per ovvi motivi essa non può essere realizzata di dimensione infinita, la dimensione è stata massimizzata per la basetta forata a disposizione. La griglia è a forma di rettangolo la cui base conta 12 resistenze in serie, mentre l'altezza ne conta 11. Lo sweep in frequenza è stato condotto tramite il misuratore RCL connettendosi a due nodi A e B in verticale, ai capi della resistenza numero 6. L'asimmetria tra le lunghezze della base e dell'altezza della griglia permette di avere la stessa estensione della griglia in tutte le direzioni posizionandosi sulla resistenza verticale numero 6, che costituisce quindi il ramo centrale della griglia. Le misure sono state fatte dapprima connettendosi direttamente ai nodi A e B , sia con multimetro in continua che con misuratore RCL, dove si è potuto verificare che la resistenza vista misura la

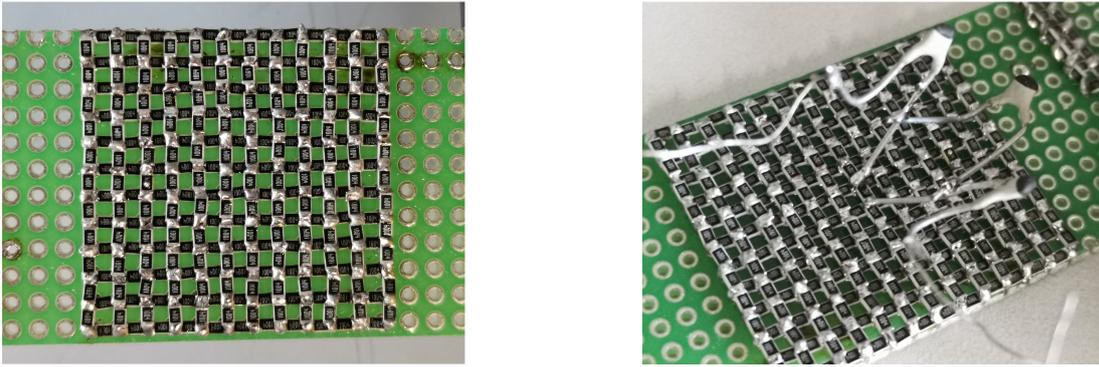


Figura 3.19: A sinistra la griglia di $12 \cdot 11$ resistenze SMD creata in laboratorio; A destra lo stesso circuito con i condensatori collegati al pad centrale

metà del valore nominale di R .

Componenti circuitali:

- 143 resistenze SMD del valore di $R = (1,00 \pm 0,05) M\Omega$;
- 3 capacità del valore di $(33 \pm 0,2) pF$.

La misura di resistenza con il multimetro Fluke ai nodi A e B dà $R_{mult} = (505,7 \pm 0,1) k\Omega$. I risultati sono in linea con il modello discusso nel paragrafo (3.4), la resistenza si avvicina appena 1% oltre la metà di $R/2$, con R valore nominale di una singola resistenza.

Una configurazione circuitale il cui comportamento in frequenza risulta in accordo con le misure della Micromegas è stata realizzata collegando due capacità da $33 pF$ ai nodi A e B dove si effettuano le misure del circuito, in modo da ricreare con la resistenza R_{AB} (così chiamiamo la resistenza tra i nodi A e B) il circuito CRC studiato in precedenza. Questo ci permette di ottenere una impedenza Z con polo a $0 Hz$ e pendenza $-20 dB/dec$.

A questo circuito, dopo aver studiato molteplici modelli circuitali diversi, è stata collegata la terza capacità in parallelo al resistore R_{AB} .

Gli sweep in frequenza della griglia di resistenze con le 3 capacità discusse, sono mostrati in figura (3.18).

Il grafico di Bode dell'impedenza è a pendenza $-20 dB/dec$ e presenta una risonanza molto simile a quella riscontrata sulla micromegas. Ciò si può vedere meglio dal grafico della fase θ , con la presenza di zeri e poli ravvicinati la fase varia da $-\pi/2$ verso lo 0, disegnando un massimo per poi tornare a $-\pi/2$ alle alte frequenze. *Resistenza-serie* R_s e *capacità-serie* C_s di conseguenza evidenziano i comportamenti di instabilità già evidenziati in precedenza. In particolare la resistenza decade esponenzialmente verso 0.

Senza l'introduzione della capacità in parallelo, gli equivalenti R_s e C_s restituiti dal misuratore RCL presentano un range di frequenze a centro banda in cui mostrano valori più stabili e molto vicini alle grandezze nominali del circuito.

Ciò permette di ipotizzare che, sulla Micromegas, misurando l'impedenza tra due pads vicini entri in gioco anche una capacità in parallelo alla resistenza presente tra due pads, che contribuisce a creare la risonanza a campana ritrovata nella fase.

Ogni pad della Micromegas è isolato dai restanti pads, e si può ipotizzare che la capacità in parallelo di cui si parla sia la capacità presente tra le superfici verticali degli stessi pads. È evidente che, per quanto piccola possa essere, già un valore di pochi pF la classifica come confrontabile con le capacità pad-isolante-piano resistivo che troviamo nel classico circuito CRC, e quindi di ricadere in una configurazione del tutto simile al circuito appena realizzato (in cui le capacità sono state uguali).

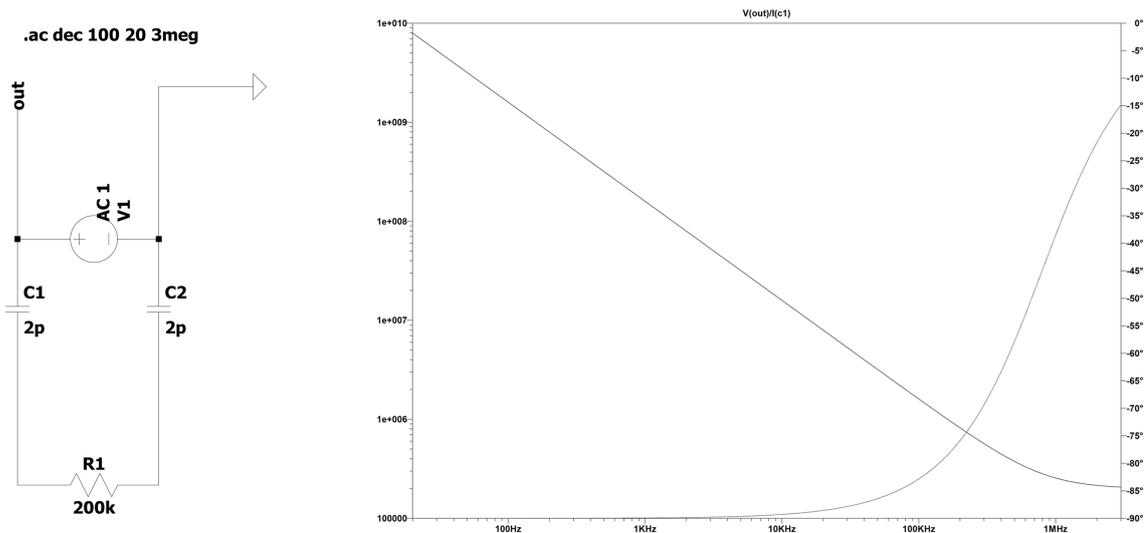


Figura 3.20: A sinistra il circuito della Simulazione 1, a destra Impedenza e fase simulate.

3.5 Simulazioni con LT Spice

Qui di seguito vengono riportati studi di circuiti più elaborati per l'interpretazione delle misure sulla Micromegas effettuati con il software *LT Spice*. Il software è stato utilizzato per simulare i modelli finora discussi e testati in laboratorio, ma anche per sviluppare il caso della griglia di resistenze oltre le possibilità di laboratorio.

3.5.1 Impostazioni simulazione

Le simulazioni sono state realizzate utilizzando il software LT Spice, simulatore di circuiti open source. [15] Il misuratore RCL e la sonda utilizzati per compiere le misure sono stati descritti seguendo le impostazioni base scelte sul misuratore RCL: è stato quindi scelto come generatore di funzioni un *generatore AC* che produce un'onda sinusoidale di ampiezza 1 V.

Esso viene collegato tramite due terminali al circuito di test, del quale si vuole misurare lo sweep in impedenza. L'*impedenza*, output della simulazione, è descritta come $Z_{out} = V_{out}/I_{c1}$, dove: V_{out} è la tensione al nodo etichettato "out", I_{c1} è la corrente che passa attraverso la capacità c_1 . Intervallo di frequenze dello sweep: [20, Hz; 3 MHz]. Le componenti circuitali hanno un valore costante in tutte le simulazione: in particolare le capacità valgono $C = 2.00 pF$ mentre le resistenze $R = 200 k\Omega$. L'output mostra impedenza (in nero) e fase (in grigio) nello stesso grafico; per evitare di confonderle si tenga presente che l'impedenza è la curva inclinata mentre la fase è la curva a campana.

3.5.2 Simulazione 1: CRC

Nella prima simulazione è stato ricreato il modello più semplice di circuito di accesso alle pads, ovvero il CRC. La simulazione serve da riferimento per quelle successive.

Notiamo il comportamento a $\omega_0 = 0 Hz$ dove l'impedenza presenta un polo singolo, e di conseguenza la funzione è asintotica ad una retta con pendenza $-20 dB/dec$, mentre la fase è costante a $\theta = -\pi/2$.

Il circuito è sempre "capacitivo" fino a

$$\omega_1 = \frac{1}{2RC} = 1.25 MHz$$

dove si incontra lo *zero*. In corrispondenza dello zero la fase subisce un aumento di $+\pi/2$ mentre l'impedenza diventa asintotica a una retta orizzontale (Guadagno costante). Il circuito è così

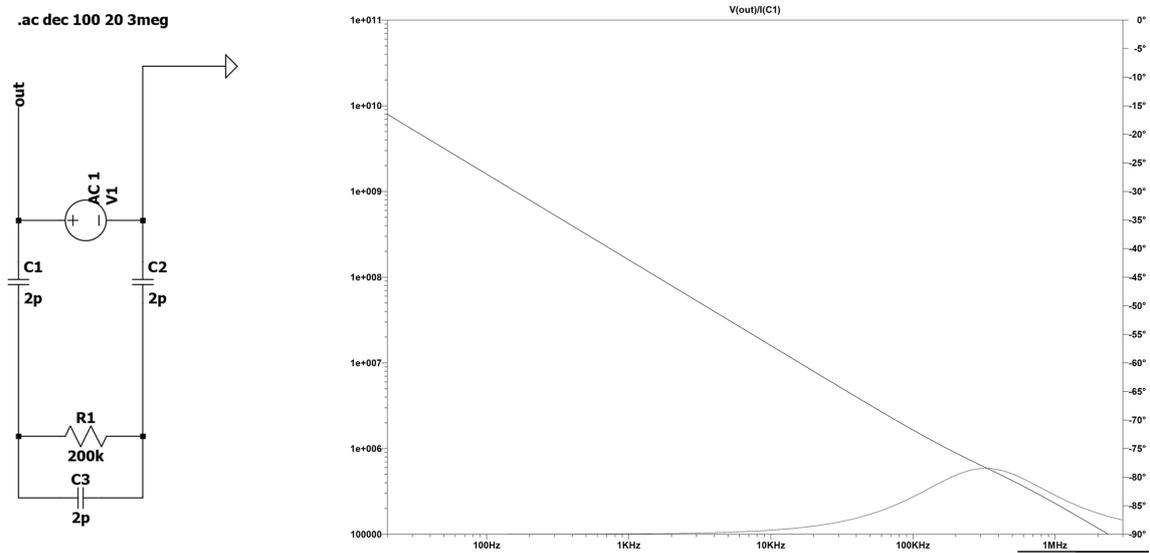


Figura 3.21: A sinistra il circuito della Simulazione 2, a destra Impedenza e fase simulate.

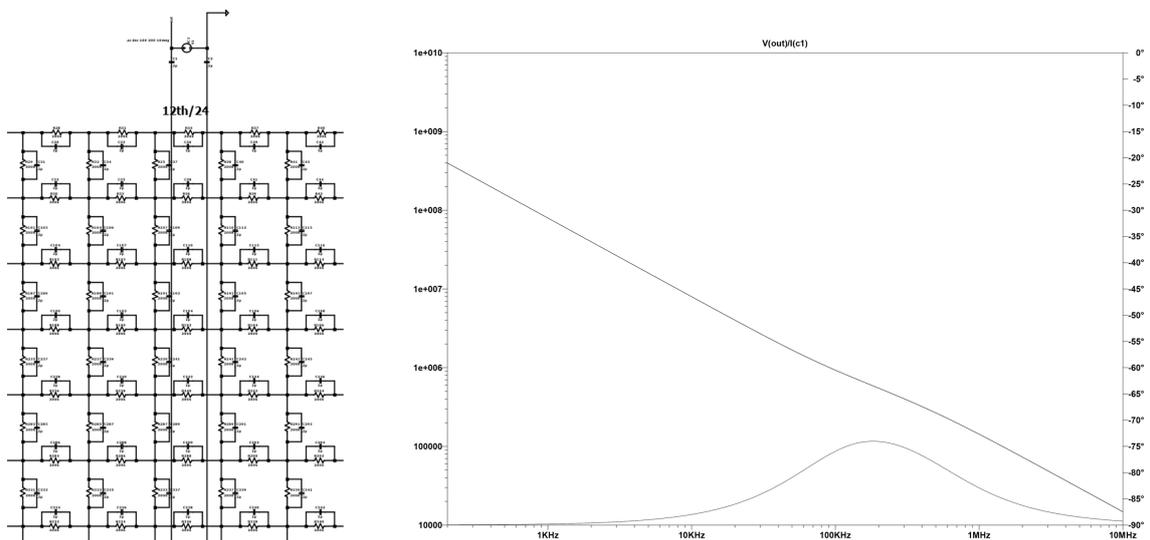


Figura 3.22: A sinistra il circuito della Simulazione 3, a destra Impedenza e fase simulate.

passato al regime "resistivo".

Grazie alla simulazione è possibile sondare frequenze oltre i 300 kHz il limite in frequenza del misuratore RCL.

3.5.3 Simulazione 2: CRC con capacità in parallelo

Il circuito è analogo al precedente, con l'aggiunta di una capacità $C_3 = 2\text{ pF}$ in parallelo alla resistenza. L'andamento asintotico a 0 Hz è ancora "capacitivo" mentre ad alte frequenze non è più presente lo *zero* isolato del caso CRC. Al suo posto è invece comparsa una figura di risonanza, che, come visto, può essere descritta come la vicinanza tra uno *zero* e un *polo*. Possiamo inoltre notare che la presenza del polo *non altera* la posizione dello zero, che quindi può ancora essere interpretato come riferito al circuito CRC senza C_3 . Quindi, ricercando la posizione dello zero, e trascurando l'influenza del polo, introdotto da C_3 è possibile ricavarsi le quantità equivalenti a ricreare un circuito CRC equivalente, anche in questo caso.

Il principale svantaggio è che la vicinanza tra zero e polo riduce la zona in cui operare l'interpolazione con il modello CRC sul modello CRC + C_3 .

3.5.4 Simulazione 3: griglia di resistenze e capacità

In laboratorio è stato possibile testare, non senza difficoltà realizzative, una griglia di resistenze 12×11 . Interpretando la capacità C_3 dell'esempio precedente come la capacità esistente tra le superfici verticali di due pads adiacenti, è d'interesse poter ricostruire l'intera griglia di resistenze tenendo in considerazione di questa capacità per ogni coppia di nodi nella griglia. Questo è il motivo che ha spinto a realizzare la simulazione di una griglia ancora più grande, che qui conta 24×24 resistenze, nella quale ad ogni ramo in cui sia presente la resistenza R , è stata collegata una capacità in parallelo che chiameremo C_p . Lo sweep in frequenza è stato ampliato fino a 10 MHz .

L'impedenza inizialmente mantiene il comportamento "capacitivo", pur avendo valori di partenza di 2 ordini di grandezza inferiori al caso RC. La fase entra in risonanza alle stesse frequenze del caso *Simulazione 2*, tuttavia ora si mostra molto più pronunciata rispetto al caso precedente, con il picco che arriva sopra i -75° .

L'inserimento delle resistenze C_p in parallelo non altera la posizione di poli e zeri rispetto alle due simulazioni precedenti, tuttavia contribuisce ad aumentare l'entità della risonanza. Le capacità in parallelo aiutano nell'interpretazione dell'andamento dell'impedenza sulla micro-megas per misure di pad adiacenti, però non riescono da sole a giustificare lo spostamento dei picchi verso frequenze minori con l'aumento della distanza tra i pads. Una simulazione con molti più nodi permetterebbe di indagare la possibilità che il picco di risonanza trasli verso frequenze più basse, ma richiede capacità computazionali elevate. In particolare si è ipotizzato che il comportamento di risonanza registrato tra pad lontani sia dovuto a una componente microfonica dovuta all'accoppiamento capacitivo con la mesh.

Conclusioni

La comprensione del fenomeno della dispersione di carica sulla superficie resistiva della Micromegas è di fondamentale importanza per la corretta interpretazione della risposta della Micromegas resistiva. L'accoppiamento (parametro RC) della resistività superficiale con le capacità verso le pad, tra le pad e verso massa, regola direttamente la diffusione della densità di carica sul piano resistivo [1]. A causa dei processi di produzione, tale parametro RC non è costante su tutto il piano del rivelatore. Un metodo che permetta di misurare tale parametro in funzione della posizione sul piano è di cruciale importanza per la valutazione delle disuniformità di risposta del rivelatore.

In questo elaborato è stato studiato un metodo di misura dell'impedenza complessa tra pad, che permette di caratterizzare le componenti del circuito pads-isolante-piano resistivo in funzione della posizione e della frequenza del segnale applicato. La procedura di misura non prevede il disassemblamento della Micromegas, non necessita di entrare in contatto con parti delicate del sistema, e consente di raccogliere informazioni sulla struttura della Micromegas nello stadio finale prima, anche dopo, il montaggio sulla TPC. Principalmente il metodo consiste nel misurare l'impedenza complessa tra due pad e nell'analizzarne l'andamento in termini di ampiezza e fase in funzione della frequenza (plot di Bode).

In generale abbiamo osservato che la misura di impedenza tra due pads è in ragionevole accordo con le previsioni di comportamento Resistivo-Capacitivo, ma presenta importanti variazioni rispetto al caso ideale. Per esempio misuriamo una risonanza tanto più intensa quanto più i pads sono lontani. Questo comportamento mostra che una rappresentazione capacità-resistenza in serie (o in parallelo) non è sufficientemente accurato per rappresentare lo schema circuitale pads-isolante-piano resistivo, ma è necessario avvalersi di modelli equivalenti a più di due elementi.

Abbiamo dunque confrontato le misure di impedenza tra pad con l'impedenza tra nodi anaoghi in varie configurazioni circuitali ad elementi discreti (resistenze e condensatori) sia reali sia simulate. In tali circuiti, oltre alla presenza di capacità in serie (di accesso alle pads, dovute all'accoppiamento tra pads e piano resistivo) è stata introdotta una capacità in parallelo. Tale aggiunta consente di ottenere una ragionevole interpolazione separatamente per l'impedenza nelle regioni di medie e di alte frequenze. Un'approssimazione ancora migliore si ottiene con una griglia di resistenze e capacità.

Una conclusione importante dell'analisi è che il parametro "RC", ovvero la costante di tempo principale nei nostri modelli, quella che regola la diffusione della carica sul piano resistivo, varia con la frequenza. Nella regione delle frequenze più elevate che ci è stato consentito misurare (attorno ai 100kHz) tale costante di tempo è stimata attorno a $\tau_{s_1} = 2 \cdot 10^{-6} s$. Dall'analisi delle pulsazioni caratteristiche del circuito, nell'approssimazione migliore, si sono ricavati anche valori di riferimento separatamente per capacità e resistenza per i circuiti equivalenti. In particolare i valori stimati di resistenza superficiali sono compatibili con quelli ottenuti con le misure statiche. Abbiamo in questo modo potuto osservare variazioni di resistività in funzione della posizione dell'ordine di almeno il 30% in accordo ancora con misure statiche effettuate al momento della produzione dei fogli resistivi.

Le simulazioni numeriche hanno supportato le conclusioni delle nostre analisi con i modelli ad elementi discreti, indicando la necessità di introdurre un accoppiamento capacitivo ulteriore

con la mesh per spiegare le risonanze nelle misure tra pad lontani. Le simulazioni ci hanno permesso di estrapolare le stime oltre i limiti in frequenza degli strumenti a disposizione. In effetti la risposta in impedenza delle pads della Micromegas fornisce preziose informazioni che vanno combinate con le caratteristiche dell'elettronica di front-end al fine di ottenere una stima della risposta complessiva del rivelatore, inteso come sensore accoppiato ad elettronica. Dato che l'elettronica di front-end è tale per cui le frequenze di interesse sono attorno al MHz, uno studio più approfondito sarà condotto in futuro con strumenti RCL a spettro di frequenze più ampio.

Bibliografia

- [1] Madhu Dixit, *Spatial resolution of a MPGD TPC using the charge dispersion signal*, November 2005 International Linear Collider Physics and Detector Workshop and Second ILC Accelerator Workshop, Carleton University & TRIUMF
- [2] <https://www.symmetrymagazine.org/article/october-2012/time-projection-chambers-a-milestone-in-particle-detector-technology>
- [3] D.R. Nygren, A time projection chamber—1975, in: Presented at 1975 PEP Summer Study, PEP, vol. 198, 1975 (included in proceedings).
- [4] H.J. Hilke, *Time Projection Chambers*, European Organization for Nuclear Research, 25/10/2010, p.3, p.18-20, p.21-22
- [5] C.K. Hargrove, et al., Nucl. Instr. and Meth. A 219 (1984) 461.
- [6] A. Grill, Thin Solid Films 355-356 (1999) 189-193, *Electrical and optical properties of diamond-like carbon*, IBM Research Division, NY, USA
- [7] R.K. Carnegie, M.S. Dixit,d, J. Dubeau, D. Karlen,c,d, J.-P. Martin, H. Mes, K. Sachs, Resolution studies of cosmic-ray tracks in a TPC with GEM readout, Nuclear Instr. and Meth. A 538 (2005) 372–383,
- [8] Guillaume Cauvin, A study of MicroMegas detectors with resistive anodes for muon reconstruction in HL-LHC, Particle Physics, Department of Physics, School of Engineering Sciences Royal Institute of Technology, SE-106 91 Stockholm, Sweden 2012, ISSN 0280 316X
- [9] J. Beucher, *Large bulk-Micromegas as amplification device for the T2K time projection chambers, Nuclear Science Symposium Conference Record, 2008*
- [10] K. Boudjem, M.S. Dixit,c, J.-P. Martin, K. Sachs, Spatial resolution of a GEM readout TPC using the charge dispersion signal, Nuclear Instr. and Meth. A 574 (2007) 22–27,
- [11] Theopisti Dafni, "The CERN Axion Solar Telescope", <https://inspirehep.net/record/1332791/files/Dafni2.pdf>, Micromegas Detector (Chapter 4)
- [12] H. Raether, Z. Phys., 112 (1939) 464.
- [13] V. Peskov, et al., J. Inst. 5 (2010) P11004
- [14] N. B. Budanur, *Simulation studies of charge transport on resistive structures in gaseous ionization detectors*, Department of Physics Engineering, Istanbul Technical University, 2012.
- [15] <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltpice-simulator.html>
- [16] Kalliopi Mermigka, 2008, Simulation Studies at the Micromegas Detector and Micropattern Application in Medicine, Master in Medical Physics, Dept. of Medicine, Univ. of Patras.

- [17] T. Alexopoulos, et al., Nuclear Instr. and Meth. A, 640 (2011) 110-118. *A spark-resistant bulk-micromegas chamber for high-rate applications*
- [18] <http://www.elecdiv.kaneka.co.jp/english/apical/index.html>
- [19] A. Delbart, *T2K ND280 upgrade meeting*, 6 maggio 2019, CERN
- [20] Keysight Technologies, Keysight E4989A/AL Precision LCR Meter, User's Guide, Copyright 2006 - 2014 Keysight Technologies, the latest manuals can be downloaded from the following site: <http://www.keysight.com/find/e4980a/>
- [21] Keysight Technologies, Impedance Measurement Handbook, A guide to measurement technology and techniques, 6th Edition, Application Note.
- [22] Keysight Technologies, *Keysight 16334A Text Fixture, Operation and Service Manual*, Edition 5, June 2018
- [23] <https://www.mathpages.com/home/kmath668/kmath668.htm>
- [24] https://www.mbeckler.org/resistor_grid/
- [25] J. Manjarrés, T. Alexopoulos, et al., and on behalf of MAMMA COLLABORATION, EPJ Web of Conferences 28, 12071 (2012), *Performances of Anode-resistive Micromegas for HL-LHC*
- [26] P. Iengo, 26 Oct 2009, LAPP/CNRS, *Development of large sized micromegas detectors*, seminar at Lecce (LE).