



Università degli Studi di Padova

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

**CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN
INGEGNERIA DELL'AUTOMAZIONE**

TESI DI LAUREA

**IDENTIFICAZIONE DI UN MODELLO A
PARAMETRI CONCENTRATI DI UN
SENSORE TATTILE PIEZOELETTRICO**

RELATORE: Ch.mo Prof. Roberto Oboe

LAUREANDO: Nicola Dal Pozzolo

Anno Accademico 2009 - 2010

8 Marzo 2010



INDICE

Sommario	iii
1 Introduzione	1
1.1 Stato dell'arte	4
1.2 Sensore POSFET	8
1.2.1 Descrizione del POSFET	8
1.2.2 Funzionamento	10
1.3 Modellizzazione a parametri concentrati	12
2 Studio del sistema	13
2.1 Dati preliminari	14
2.1.1 Setup di misura utilizzato	14
2.1.2 Dati ottenuti	17
2.2 Modellizzazione del film piezoelettrico	19
2.2.1 Coefficiente meccanico	20
2.2.2 Coefficiente piezoelettrico	21
2.2.3 Permittività dielettrica	21
2.3 MOSFET	23
2.4 Considerazioni finali	24
3 Modello	25
3.1 Modelli di Debye e Cole-Cole	26
3.1.1 Circuiti equivalenti	29
3.2 Anomalie alle basse frequenze e per tempi lunghi	30
3.3 Modello utilizzato	31
3.4 Modello complessivo	32
3.5 Implementazione in ambiente Matlab/Simulink	35

3.5.1	Il CPE	35
3.5.2	Implementazione del modello complessivo	43
3.6	Identificazione parametrica	44
3.7	Risultati ottenuti	47
3.8	Sviluppi futuri	51
4	Caratterizzazione MOSFET	53
4.1	Precauzioni adottate	54
4.2	Caratterizzazione statica	56
4.2.1	Determinazione della tensione di soglia	57
4.2.2	Caratteristiche d'uscita	60
4.3	Analisi del punto di lavoro	64
4.3.1	Polimero connesso tra gate e source	65
4.3.2	Polimero connesso tra gate e drain	68
4.3.3	Considerazioni sull'analisi DC	70
4.3.4	Caratterizzazione dinamica	71
4.3.5	Prove dinamiche	73
5	Conclusioni e sviluppi futuri	77
5.1	Sviluppi futuri	78
	APPENDICE	81
	Bibliografia	87

Sommarior

Robot antropomorfo. L'immagine che noi esseri umani abbiamo del robot è una macchina in tutto e per tutto simile all'uomo, in grado di interagire con noi e svolgere le nostre stesse attività.

Ai giorni nostri, i robot sono dotati di sensori di visione e sensori di forza intrinseca. Tali modalità sensoriali, seppur all'avanguardia, risultano tuttavia carenti per una sicura interazione con l'ambiente e l'uomo.

Lo sviluppo del senso del tatto risulta dunque un passaggio fondamentale per la costruzione di un robot in grado di muoversi ed interagire in modo sicuro con tutto ciò che lo circonda.

In questa tesi, si prosegue un lavoro di analisi e modellizzazione di un sensore tattile di ultima generazione. Tale sensore, realizzato con tecnologia Posfet, verrà utilizzato su dita robotiche. Grazie quindi all'interazione tra sensori aptici e di visione, il robot così equipaggiato sarà in grado di esplorare ed interagire con l'ambiente circostante.

Il sensore sottoposto ad analisi nasce dalla collaborazione tra l'Università di Trento e l'Italian Institute of Technology di Genova, ed è stato sviluppato attraverso la tesi di dottorato dell'Ing. Ravinder S. Dahiya.

La novità introdotta da tale sensore, sta nell'accoppiare al trasduttore, cioè un film sottile di polimero piezoelettrico, la prima unità elettronica, costituita da un transistor Mos, migliorando così le prestazioni del dispositivo rispetto alle precedenti tecnologie.

Nei capitoli a seguire, verrà esposto il lavoro di identificazione di un semplice modello basato sui parametri fisici/tecnologici, eseguito sul sensore Posfet presso il Dipartimento DTG di Vicenza, in grado di simulare il sensore nel campo di frequenza di interesse.

Tale modello, ne consentirà un rapido sviluppo. Permetterà infatti un re-design mirato al fine di migliorarne le prestazioni, senza dover passare per la costruzione di diversi modelli di test, riducendo così tempi e costi di sviluppo.

Il lavoro di modellizzazione, è inevitabilmente contraddistinto dall'introduzione di ipotesi semplificative. Si andranno quindi a trascurare alcune dinamiche ritenute irrilevanti in partenza.

Nel *Capitolo 1* verrà descritto il concetto di “senso del tatto”, un breve stato dell'arte ed una descrizione del principio di funzionamento del Posfet.

Nel *Capitolo 2* verrà eseguito uno studio approfondito dei dati di partenza. Verranno inoltre analizzate le singole componenti del sistema. Si valuterà l'influenza delle varie dinamiche, per poter eseguire una prima semplificazione del problema.

Nel *Capitolo 3* si introdurrà un modello che sarà funzione delle caratteristiche fisiche/tecnologiche del sensore. Il modello di partenza, mediante opportune considerazioni, verrà elaborato fino ad ottenere il modello candidato per la simulazione.

Si procederà quindi all'implementazione in ambiente Matlab/Simulink, ed all'identificazione parametrica.

Nel *Capitolo 4* si analizzerà il funzionamento del transistor MOSFET. Si valuterà la regione di funzionamento ed il legame tra la carica generata dal polimero e la tensione misurata sul transistor.

Nel *Capitolo 5* si riassumono infine i risultati ottenuti, identificando future linee guida per migliorare il modello. Verranno inoltre accennati ulteriori possibili utilizzi del sensore Posfet, tuttora in fase di elaborazione.

1 Introduzione

Nella vita umana, si stanno pian piano facendo spazio i dispositivi robotici. I dispositivi umanoidi, a differenza dei tradizionali robot, essendo chiamati a simulare la fisionomia e il comportamento umano, presentano una maggior complessità.

Rispetto al robot industriale, un robot umanoide deve essere in grado di svolgere i propri compiti adattandosi all'ambiente in cui si trova, o agli oggetti con cui deve interagire. Ad esempio, se il robot ha il compito da sollevare un oggetto, deve essere in grado di capire la posizione in cui si trova, la geometria, la forza da applicare alle pinze per sollevarlo e agire di conseguenza, evitando di causare danni all'oggetto, all'ambiente circostante e soprattutto alle persone presenti.

Per acquisire le informazioni necessarie, l'uomo ha a disposizione informazioni derivanti dai sensi a sua disposizione, quali vista, udito, temperatura, tatto etc.. Al fine di ottenere una percezione robusta durante lo svolgimento di un'azione, l'uomo presta maggior attenzione all'informazione che ritiene più veritiera e pertinente, trascurando in qualche modo le informazioni derivanti dagli altri sensi. Esiste quindi una certa interazione tra le varie modalità sensoriali.

Molti dei robot attuali possiedono il “senso della vista”, derivante da videocamere o il “senso dell' udito”, derivante da microfoni. Questa tesi è focalizzata sul “senso del tatto”.

Il tatto, è l'unica modalità sensoriale che prevede una certa interazione con l'oggetto. L'esplorazione basata su informazioni derivanti solamente dal senso della vista, non necessitano di una interazione fisica con l'oggetto, e possono risultare forvianti o incomplete. Ad esempio per determinare la forma di un oggetto, utilizzando solamente il senso visivo, posso muovere le telecamere attorno ad esso, ma possono

tuttavia essere presenti dei punti “ciechi”, esplorabili però attraverso il tatto. Tale problema è stato risolto ponendo telecamere direttamente nelle pinze, e.g. Eye-in-Hand Configuration. Così facendo il robot non può più essere chiamato umanoide, inoltre la presenza di molte videocamere, comporta un elevato onere computazionale. In tale situazione, il senso del tatto migliora le capacità cognitive del robot umanoide. Il senso tattile nei robot prende ispirazione dagli umani, nei quali sono presenti due principali submodalità, cutaneo e cinestesico, caratterizzate dai diversi tipi di sensori utilizzati. Il senso cutaneo riceve segnali di ingresso da ricettori immersi nella pelle, il senso cinestesico invece riceve input da recettori come muscoli tendini e articolazioni. È giusto notare che le informazioni non derivano dai soli stimoli meccanici, ma anche da stimoli termici, o altri stimoli che producono dolore.

Allo stesso modo, il sistema aptico utilizza informazioni sia a livello cutaneo che cinestesico, e li combina per ottenere informazioni dal contatto con gli oggetti.

Per molto tempo, il senso tattile è stato associato alla rilevazione e misura della forza esercitata in una determinata area. Facendo sempre riferimento alla fisionomia umana, tale definizione risulta carente, in quanto trascura informazioni che possono essere stimoli o caratteristiche meccaniche (forza, rugosità, deformazione, etc.) o termici, etc.

Il senso cutaneo, viene quindi definito come il processo di rilevazione e misura di una determinata proprietà derivante da contatto, e successivamente una pre-elaborazione dell'informazione prima dell'invio della stessa ad un livello superiore.

Un'ampia classificazione del senso tattile nei robot, è riportata in Figura 1.1. I termini cutaneo e cinestesico, vengono tradotti in robotica con estrinseco ed intrinseco.

I compiti che il robot deve svolgere, si possono raggruppare due grandi categorie: “Percepire per Agire”, nel caso di una manipolazione precisa di oggetti ad esempio attraverso pinze, e “Agire per Percepire”, nel caso di esplorazione o rilevazione di determinate proprietà dell'oggetto.

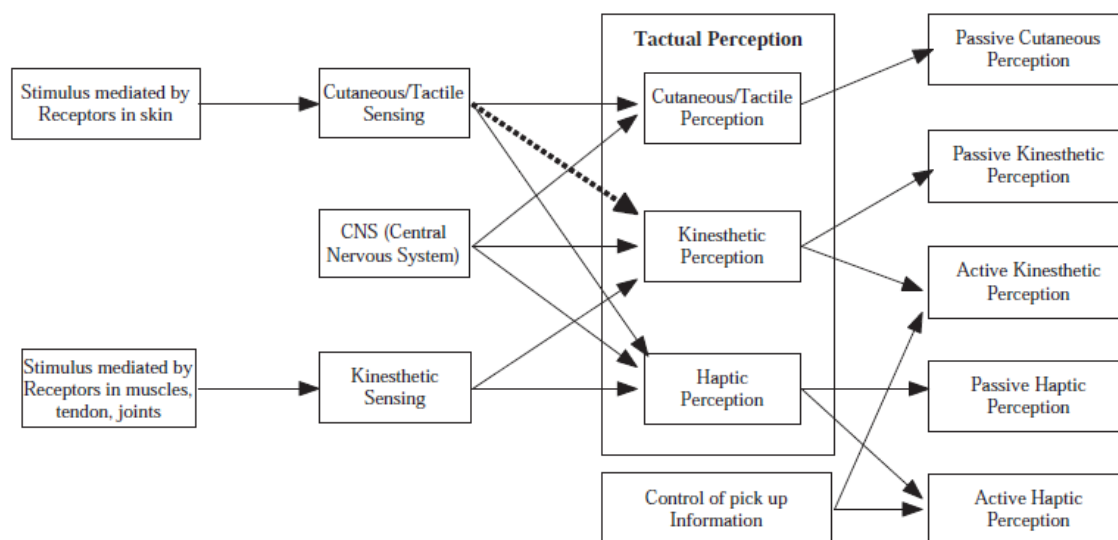


Figura 1.1: Componenti della percezione tattile

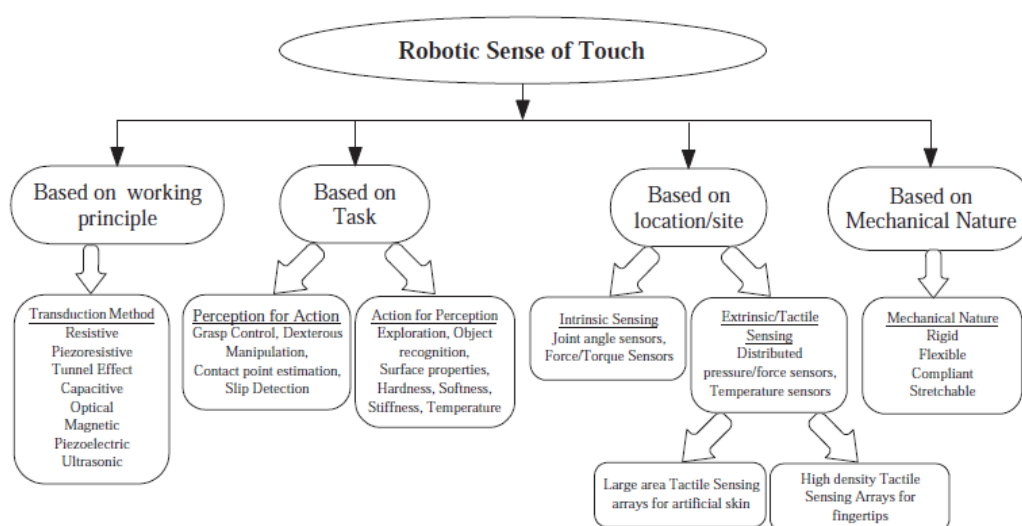


Figura 1.2: Classificazione del senso del tatto in robotica

Analogamente all'anatomia umana, la distribuzione spaziale dei sensori di tatto non deve essere necessariamente uniforme in tutta la struttura. Nell'essere umano si ha una maggior risoluzione nelle dita, dovuta ad una maggior concentrazione di sensori, permettendo così una informazione più precisa. In altre zone, come il tronco, si ha una minor concentrazione di sensori, quindi un'informazione meno dettagliata.

Volendo riprodurre nei robot almeno le stesse prestazioni offerte dalla pelle umana, nelle dita robotiche si deve avere un'alta densità di sensori, che offrono una risoluzione spaziale di circa un millimetro ed un tempo di risposta dell'ordine dei alcuni millisecondi.

Le caratteristiche richieste ad un sensore tattile sono quindi un'adeguata risoluzione spaziale e velocità di acquisizione, e la misura di contatti sia statici che dinamici. Devono inoltre possedere caratteristiche multifunzionali, quindi essere in grado di rilevare e misurare ben più della sola forza, ma anche ad esempio temperatura, rugosità, durezza o condizioni di slittamento.

La capacità nell'uomo di individuare un slittamento tra l'oggetto manipolato e la mano, consente di dosare la forza da applicare durante la presa, evitando così uno spreco di energia e il rischio di danneggiarlo a causa dall'applicazione di una forza eccessiva o viceversa di farlo cadere.

Allo stesso modo nei robot, l'informazione derivante dalla presenza o meno di slittamento, può essere utilizzata all'interno del sistema di controllo e consentire una calibrazione automatica della forza ad esso applicata.

1.1 Stato dell'arte

Mentre il senso visivo, nell'ambito dei robot, è stato notevolmente sviluppato, in termini sia hardware che software raggiungendo un notevole impiego in applicazioni industriali e robotiche, il senso tattile è rimasto "qualche anno indietro".

Sensor Type	Merits	Demerits
Resistive (Zhang and So, 2002)	1. High Sensitivity 2. Low Cost	1. High Power Consumption 2. Generally detect single contact point 3. Lack of contact force measurement
Piezoresistive (Beebe et al., 1995; Wolffenbuttel and Regtien, 1991; Interlink Electronics Inc., 2008)	1. High sensitivity 2. Low Cost 3. Low noise 4. Simple electronics	1. Stiff and Frail 2. Non linear response 3. Hysteresis 4. Temperature sensitive* 5. Signal drift
Tunnel Effect (Peratech, 2007; Maheshwari and Saraf, 2006)	1. Sensitive 2. Physically flexible	1. Non linear response
Capacitive (Gray and Fearing, 1996; Schmidt et al., 2006; Miyazaki and Ishida, 1984; Maggiali et al., 2008)	1. Sensitive 2. Low Cost 3. Availability of commercial A/D chips	1. Cross-talk 2. Hysteresis 3. Complex electronics
Optical (Heo et al., 2006; Ohka et al., 2006)	1. Sensitive 2. Immune to electromagnetic interference 3. Physically flexible 4. Fast response 5. No interconnections	1. Bulky 2. Loss of light by micro bending 3. Chirping 4. Power consumption 5. Complex computations
Ultrasonic (Milighetti et al., 2006; Omata et al., 2004)	1. Fast dynamic response 2. Good force resolution	1. Limited utility at low frequency 2. Complex electronics 3. Temperature sensitive
Magnetic (Nelson et al., 1986; Nowlin, 1991; Torres-Jara et al., 2006)	1. High sensitivity 2. Good dynamic range 3. No mechanical hysteresis 4. Robust	1. Restricted to non-magnetic medium 2. complex computations 3. Somewhat bulky 4. High Power consumption
Piezoelectric (Flanagan and Wing, 1993; Kolesar et al., 1996; Yuji and Sonoda, 2006; Dargahi et al., 2000; Choi et al., 2005a)	1. High Sensitivity 2. Dynamic Response 3. High bandwidth	1. Temperature sensitive* 2. Lack robust electrical connections
Conductive Rubber (Someya et al., 2004; Shimojo et al., 2004)	1. Physically flexible 2. Slow time response	1. Mechanical hysteresis 2. Non linear response

Tabella 1.1: Pregi e difetti di varie tipologie di sensori tattili

I principali metodi di trasduzione tattile riportati in letteratura sono: resistivi/piezoresistivi, basati sull'effetto tunnel, capacitivi, ottici, ad ultrasuoni, magnetici e piezoelettrici.

Relativi pregi e difetti si possono trovare riassunti in Tabella 1.1.

Esistono due tipi di sensori resistivi, in un caso la resistenza dipende dal luogo in cui avviene il contatto, nell'altro la resistenza dipende dalla forza applicata. Quest'ultimo prende il nome di sensore tattile piezoresistivo. Sensori del primo tipo, sono formati da due fogli conduttivi, separati da un'isolante come aria, microsfere o altro. Il principio di funzionamento, è quello di un potenziometro lineare. Alle

estremità di un foglio viene applicata una tensione ed, essendo il foglio dotato di una propria resistività caratteristica, in base alla tensione misurata saprò dov'è avvenuto il contatto. Tale metodo permette però di rilevare un singolo punto di contatto, è economico in termini di investimento ma costoso in termini di energia consumata. Sensori del secondo tipo sono realizzati con materiali la cui resistenza varia al variare della forza applicata.

I sensori basati sull'effetto tunnel, hanno la capacità di passare da perfetti isolanti a conduttori simili al metallo, quando sono sottoposti a pressione, torsione o stiramento. Tale transizione segue inoltre un curva caratteristica liscia e ripetibile.

I sensori capacitivi, consistono in due piatti, la cui distanza o dimensione varia in base alla forza applicata, modificando quindi la loro posizione relativa. Posso essere molto piccoli, si ha quindi la possibilità di un'ampia densità di sensori. Sono molto sensibili, ma presentano isteresi.

I sensori ottici utilizzano le proprietà di riflessione ottica tra materiali con differenti indici di rifrazione, mentre i sensori ad ultrasuoni rilevano il contatto per mezzo delle loro emissioni di ultrasuoni. Con quest'ultimi si ottiene un'elevata dinamica ed una buona risoluzione in forza, per contro sono difficilmente maneggiabili in circuiti miniaturizzati.

I sensori magnetici sono basati sulla misura relativa al cambiamento della densità del flusso magnetico causato dall'applicazione di una forza esterna ad un piccolo magnete. Tale misura può essere effettuata sia per effetto Hall o con un dispositivo magnetoresistivo. Ha molti pregi tra cui alta sensibilità, mancanza di isteresi e risposta lineare. Il maggior difetto sta nel fatto che non possono essere utilizzati in mezzi magnetici.

I materiali piezoelettrici, hanno la caratteristica di generare un quantità di carica/tensione proporzionale alla pressione/forza applicata. Viceversa, sono in grado di generare una forza se viene loro applica una tensione elettrica. Possono dunque essere utilizzati sia come sensori che come attuatori. Proprio questa proprietà li fa rientrare nella categoria "Smart Materials". Mentre il quarzo ed alcune ceramiche PZT hanno migliori proprietà piezoelettriche, sono normalmente utilizzati polimeri come PVDF. Quest'ultimi infatti presentano buone caratteristiche in termini di

flessibilità, lavorabilità e stabilità chimica. Esiste inoltre una marcata analogia tra la pelle umana e il polimero PVDF.

L'utilizzo di materiali rigidi, solidi è stata la scelta naturale riguardante i materiali utilizzati per la realizzazione dei sensori tattili. Ciò è giustificato dalla loro semplicità di utilizzo e le poche variabili da controllare. Tuttavia recenti studi hanno evidenziato la somiglianza tra tessuti umani e materiali soffici, anche se il loro comportamento come filtro passa-basso può essere uno svantaggio. Si è quindi iniziato uno sviluppo di nuovi tipi di materiali come gomme, fluidi e polveri. Studi indicano il gel come miglior materiale soffice, seguito da polveri.

Come detto in precedenza, equipaggiando un robot con sensori tattili distribuiti in tutto il corpo, si possono evitare i problemi legati ai punti ciechi, che si riscontrano con l'utilizzo di sole videocamere, e garantire così una più sicura interazione con l'ambiente. Tuttavia un'elevata risoluzione spaziale può essere tanto utile in un dito robotico, per permettere una manipolazione accurata degli oggetti, quanto inutile in altre parti del corpo come tronco o palmo.

Con elementi sensibili molto vicini tra loro è possibile generare un più accurato profilo della forza di contatto tra il sensore e l'oggetto, ricavando quindi maggiori informazioni. Sono previste alcune tecniche standard di miniaturizzazione, come ad esempio MEMS realizzati su silicio e OFET realizzati su substrati organici e accoppiati con i relativi trasduttori. Questi ultimi non consentono ancora le prestazioni degli standard transistor su silicio, ma hanno la pregevole proprietà che sono flessibili e quindi meglio adattabili a dita robotiche.

Polimeri piezoelettrici sono utilizzati in molte applicazioni di "sensing", compresi i sensori tattili, a causa della loro elevata sensibilità e possibilità di realizzazione in fogli di vari spessori.

Con la tecnica POSFET, il foglio di polimero è depositato direttamente nel gate del MOS. In questo modo ogni dispositivo MOS forma un elemento tattile. La carica generata dall'applicazione della forza al polimero, modula la corrente nel canale indotto del MOSFET, che è quindi convertita in tensione per mezzo di un circuito esterno, anch'esso integrabile nello stesso chip. Mentre il film piezoelettrico migliora la velocità della risposta, la combinazione di trasduttore (PVDF) ed elettronica

(MOS), migliora la risoluzione della forza, la risoluzione spaziale, il rapporto segnale rumore e riduce il numero di fili necessari, semplificando così il cablaggio.

1.2 Sensore POSFET

Le caratteristiche tecniche del sensore tattile oggetto di studio, composto dall'associazione di componenti microelettronici e di componenti piezoelettrici, necessitano di una descrizione.

Il polimero piezoelettrico PVDF-TrFE, che funge da sensore, genera sulle sue superfici una carica proporzionale alla forza meccanica applicata. Depositando direttamente il polimero nell'area di gate del dispositivo FET, la carica modula il canale indotto nel transistor, rendendo così possibile un'amplificazione della stessa per una successiva elaborazione.

L'approccio a gate esteso, rappresenta un notevole miglioramento rispetto all'approccio convenzionale, in cui si consideravano trasduttore ed elettronica due entità separate. Tuttavia la presenza dell'epossidico, utilizzato come collante tra polimero e gate esteso, introduce problemi che vanificano i vantaggi.

La novità introdotta dal dispositivo POSFET sta proprio nel fatto di depositare direttamente il polimero nell'area di gate, rendendo così una cosa unica il trasduttore di forza (film piezoelettrico) e la prima unità elettronica (transistor), in linea con il principio "senti e processa nello stesso tempo". I vantaggi sono una maggior sensibilità, la mancanza di interconnessioni tra gate esteso e gate con conseguente miglioramento delle costanti di tempo e quindi dei tempi di risposta, e la possibilità di una maggior risoluzione spaziale.

1.2.1 Descrizione del POSFET

Il sensore tattile POSFET oggetto di studio, visualizzato in Figura 1.3, è composto da una matrice di venticinque elementi sensibili. Ogni elemento della matrice ha dimensioni di 1mm x 1mm e due elementi consecutivi sono separati da 0.5mm. Tali dimensioni permettono una risoluzione tattile spaziale simile all'uomo.

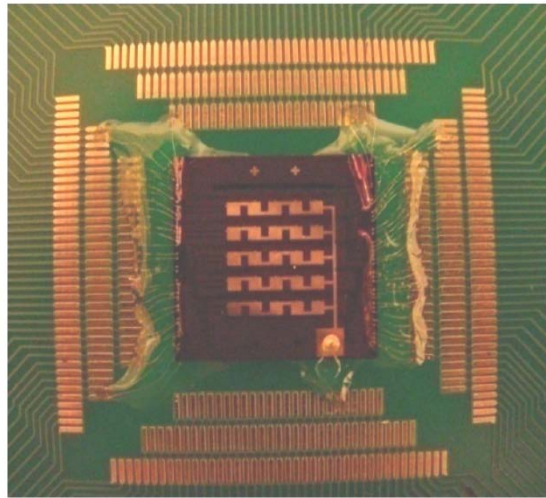


Figura 1.3: Sensore Posfet

La matrice di elementi, rende possibile la visualizzazione della superficie dell'oggetto che poggia sul sensore attraverso un'immagine di forza, permettendo quindi un'identificazione della forma a contatto.

Il polimero utilizzato come trasduttore è il PVDF-TrFE, preferito al PVDF per la sua tendenza a cristallizzare direttamente nella fase polare β senza la necessità di uno stiramento meccanico. Presenta inoltre un maggior livello di piezoelettricità.

La sua successiva polarizzazione, necessaria a conferire le proprietà piezoelettriche, avviene applicando al polimero una tensione di $100 \text{ V}/\mu\text{m}$ ad una temperatura di 80°C . Tale processo deve essere eseguito con molta attenzione, in quanto la tensione necessaria a polarizzare i $2.5 \mu\text{m}$ di film, può danneggiare il dispositivo POSFET.

1.2.2 Funzionamento

In prima approssimazione il trasduttore, ossia il polimero piezoelettrico, può essere descritto con una semplice relazione che lega la forza ad esso applicata alla carica generata dallo stesso:

$$Q_t = d_{33} \times F \quad (1.1)$$

dove Q_t sono le cariche generate, d_{33} la costante piezoelettrica e F è la forza applicata. Come vedremo in seguito, tale relazione risulta essere troppo semplificativa al fine di descrivere il polimero, ma risulta utile per una comprensione del principio di funzionamento.

Tale carica viene quindi sfruttata dal dispositivo FET. La carica modula il canale indotto permettendo una certa amplificazione, per poterla poi processare da altri circuiti elettronici.

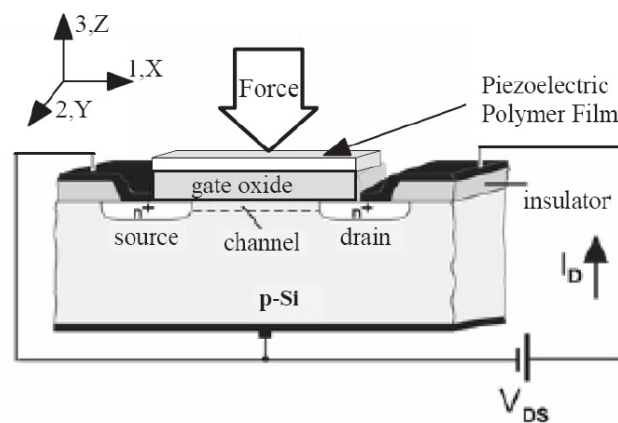


Figura 1.4: Principio di funzionamento del POSFET

Il dispositivo FET è come se fosse collegato, in configurazione source comune, ad un generatore di tensione, la cui tensione è proporzionale alla forza. La sua rappresentazione ai piccoli segnali è riportata in Figura 1.5 (1).

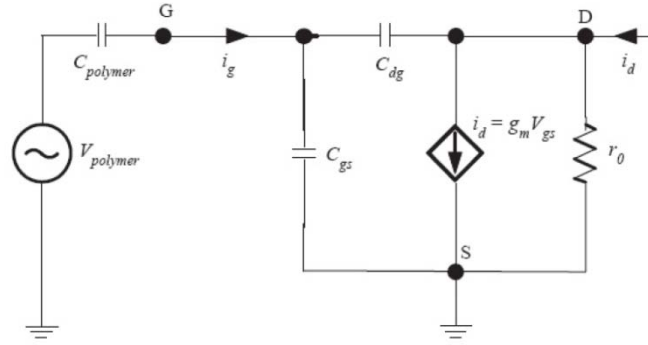


Figura 1.5: Modello ai piccoli segnali del POSFET

La relazione che lega la tensione a circuito aperto del polimero $V_{polymer}$ alla tensione trasferita al gate del FET risulta:

$$\frac{V_g}{V_{polymer}} = \frac{C_{polymer}}{C_{polymer} + C_{gs} + C_{gd}(1 + A_v)} \quad (1.2)$$

Per rendere disponibile sul gate del transistor almeno l'80% della tensione generata dal polimero, si è posto un limite superiore allo spessore del polimero depositato, pari a $0.52 \mu m$. Spessori ridotti di polimero, oltre ad incrementarne la capacità, abbassano la tensione necessaria alla polarizzazione dello stesso.

Una successiva elaborazione del segnale fornito dal sensore, avverrà per mezzo di ulteriori circuiti esterni al sensore.

1.3 Modellizzazione a parametri concentrati

Il sensore tattile POSFET, è stato oggetto di un ampio lavoro di identificazione, grazie al quale si sono ottenute delle funzioni di trasferimento che ben riproducono la risposta sia frequenziale che temporale del sensore. La modellizzazione finora eseguita, non considera però la natura fisica del sistema, fornendo solamente una descrizione puramente matematica del sensore.

Viene quindi utilizzata come punto di partenza per cercar di ricavare un modello parametrico, il più semplice possibile, basato appunto sui parametri fisici dei vari elementi (PVDF-TrFE e MOSFET), che compongono il POSFET. La semplicità di implementazione, in ambienti di simulazione come Matlab/Simulink o PSpice è una caratteristica fondamentale richiesta al modello.

Un modello così costruito, ha lo scopo di permettere un eventuale successivo *re-design* del POSFET.

Consente infatti una valutazione degli effetti dovuti a modifiche geometriche o tecnologiche apportate al sensore, mediante una semplice simulazione della sua risposta, evitando quindi la produzione di vari modelli di test, con conseguente riduzione dei tempi e dei costi di sviluppo.

Appurata l'importanza di tale lavoro, le strade percorribili sono principalmente due: considerare un unico elemento il polimero piezoelettrico ed il MOS, oppure eseguire uno studio separato dei due elementi, per poi opportunamente accoppiare le rispettive dinamiche.

Il lavoro svolto in questa tesi, prevede analisi separata degli elementi. L'accoppiamento tra i due viene tuttavia considerato "perfetto", trascurando quindi una loro possibile interazione di estremamente complicata valutazione.

2 Studio del sistema

Il punto di partenza per la determinazione di un modello a parametri concentrati che simuli il comportamento del sistema, è un'analisi dei dati a disposizione ed uno studio approfondito dei vari elementi fisici che compongono il sensore (2)(3)(4).

Il range di frequenze di interesse, essendo il sensore destinato alla simulazione del senso tattile umano, va dalle bassissime frequenze fino a qualche kHz. Si può quindi trascurare lo studio a frequenze superiori, ponendo particolare attenzione alle frequenze sopra citate.

Dalla conoscenza della fisicità delle singole componenti quali polimero PVDF-TrFE, MOSFET e il loro accoppiamento, si cerca quindi creare un modello che fornisca in fase di simulazione la stessa risposta, sia temporale che frequenziale, ottenuta in laboratorio.

2.1 Dati preliminari

Il sensore tattile POSFET, è stato oggetto di un ampio lavoro di identificazione (5)(6). Si sono ricavate alcune funzioni di trasferimento che legano la forza applicata alla tensione misurata.

2.1.1 Setup di misura utilizzato

Per caratterizzare il sensore tattile POSFET, è stato utilizzato il setup visualizzato in Figura 2.2 e Figura 2.3. Il sensore tattile POSFET è stato ancorato ad un piatto di alluminio, posto sullo shaker TIRA. Lo shaker è in grado di applicare una forza dinamica fino a $18N$ in un range di frequenze da $2Hz$ a $18kHz$. La forza dinamica applicata al sensore è misurata da un sensore piezoelettrico PCB Piezotronics, la cui sensibilità è di $109.8 mV/N$, un limite di carico di $44.48N$ ed un range di frequenze da $0.01Hz$ a $36kHz$. Il sensore PCB è fissato ad un sistema di posizionamento micrometrico 3D.

Il circuito di polarizzazione del transistor MOSFET, utilizzato per raccogliere i dati sperimentali è riportata in Figura 2.1.

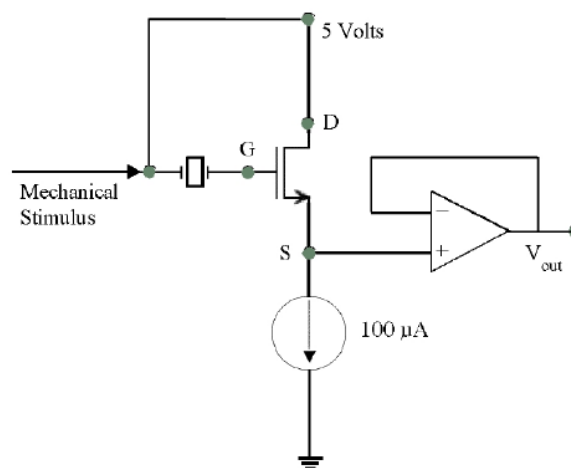


Figura 2.1: configurazione a Drain comune utilizzata per ogni singolo POSFET

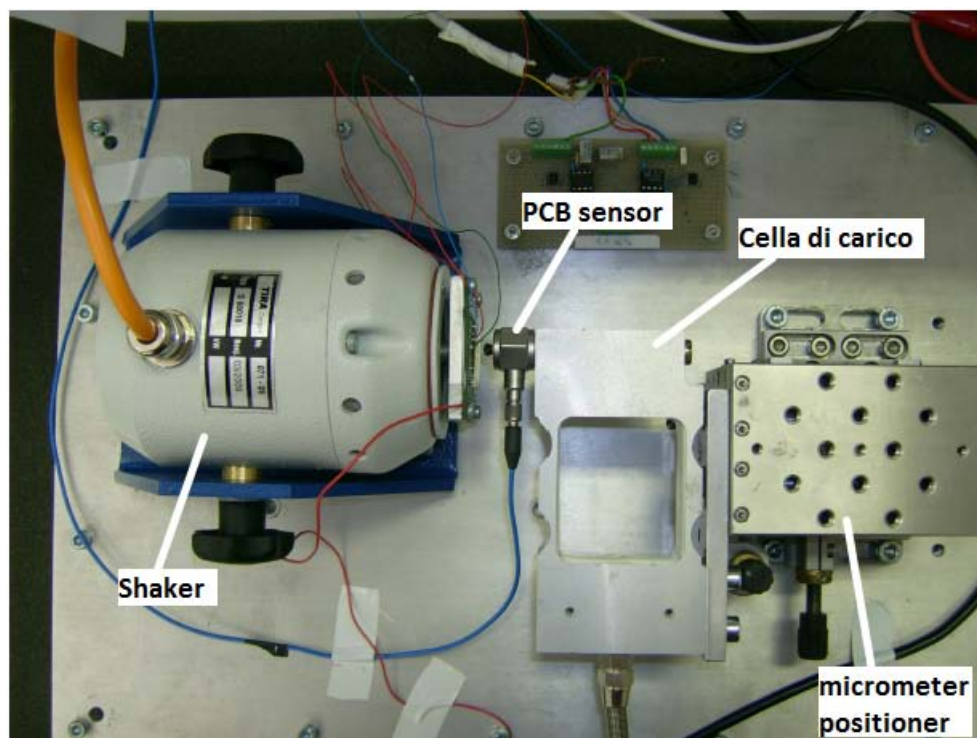


Figura 2.2: Setup di misura

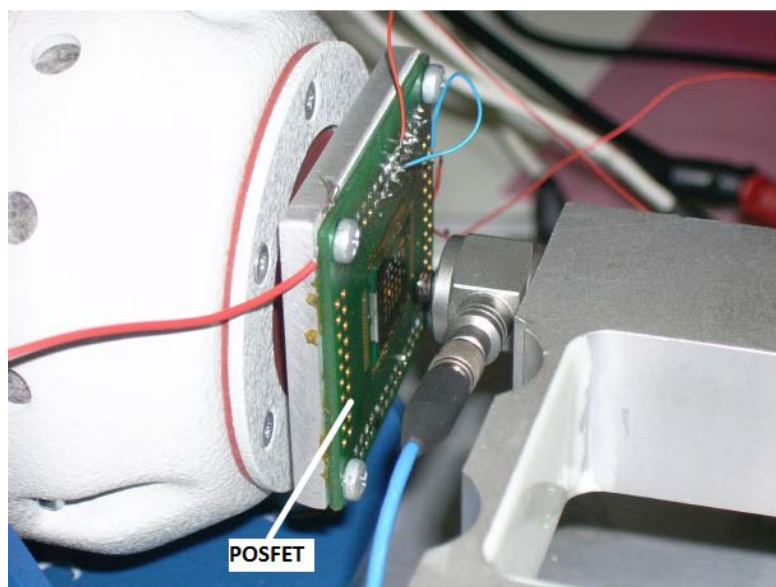


Figura 2.3: particolare del contatto tra sensore e stinger

Il sensore tattile POSFET è formato da una matrice di 25 elementi sensibili, ognuno dei quali è chiamato taxel. Per applicare la forza ad un singolo taxel, viene posto sul sensore PCB una sonda, chiamata stinger, del diametro di $0.8mm$. Agendo sul sistema di posizionamento, si riesce a posizionare correttamente lo stinger sull'elemento sensibile desiderato.

Per ottenere la risposta temporale (5)(6), è stata applicata una forza statica al sensore. Quest'ultima è stata variata manualmente da un valore di 1N a 2N. La forza in ingresso è stata misurata mediante il sensore piezoelettrico PCB che ha una costante di tempo sufficientemente alta per misurare una forza statica per un breve periodo. I dati sono stati successivamente acquisiti con una frequenza di campionamento di 50kHz.

La procedura eseguita sperimentalmente, per ottenere la risposta frequenziale, prevede di pre-caricare il sensore POSFET con una forza pari ad 1N, agendo sul sistema di posizionamento micrometrico. La shaker, viene quindi comandato da una tensione sinusoidale, fornita da un generatore di forme d'onda a sua volta comandato attraverso il software Matlab. La forza applicata al sensore, risulta quindi una senoide di ampiezza $0.1N$. Per mantenere costante l'ampiezza della forza dinamica applicata al sensore, è stato realizzato in anello di controllo dedicato. La misura della forza dinamica avviene per mezzo di un sensore piezoelettrico PCB, il cui segnale viene acquisito tramite Matlab.

Una procedura Matlab appositamente creata, va' quindi a settare l'ampiezza della tensione, erogata dal generatore di funzioni, necessaria a generare la forza desiderata dallo shaker sul sensore.

Il segnale in uscita dal taxel sottoposto allo stimolo meccanico, ed il segnale in uscita dal PCB, sono acquisiti mediante la Data Acquisition Toolbox di MATLAB, utilizzando l'hardware UEI PowerDAQ PD2-MFS-8-500/16, che è in grado di acquisire contemporaneamente fino a 8 segnali analogici con una risoluzione di 16 bits.

2.1.2 Dati ottenuti

Per l'analisi in alta frequenza si sono utilizzate varie tecniche di identificazione quali: i modelli Box-Jenkins, i modelli ARMAX, i modelli ARX e i modelli Output Error.

L'attenzione maggiore ricade però sui dati ottenuti a frequenze basse e dalla risposta temporale del sensore ad uno gradino di forza, come si può notare dalle Figura 2.4 e Figura 2.5.

Dalla risposta temporale, come si vede chiaramente in Figura 2.4, si nota l'incapacità del sensore di misurare forze costanti. Presenta chiaramente un decadimento della tensione, evidenziando così un comportamento passa - alto.

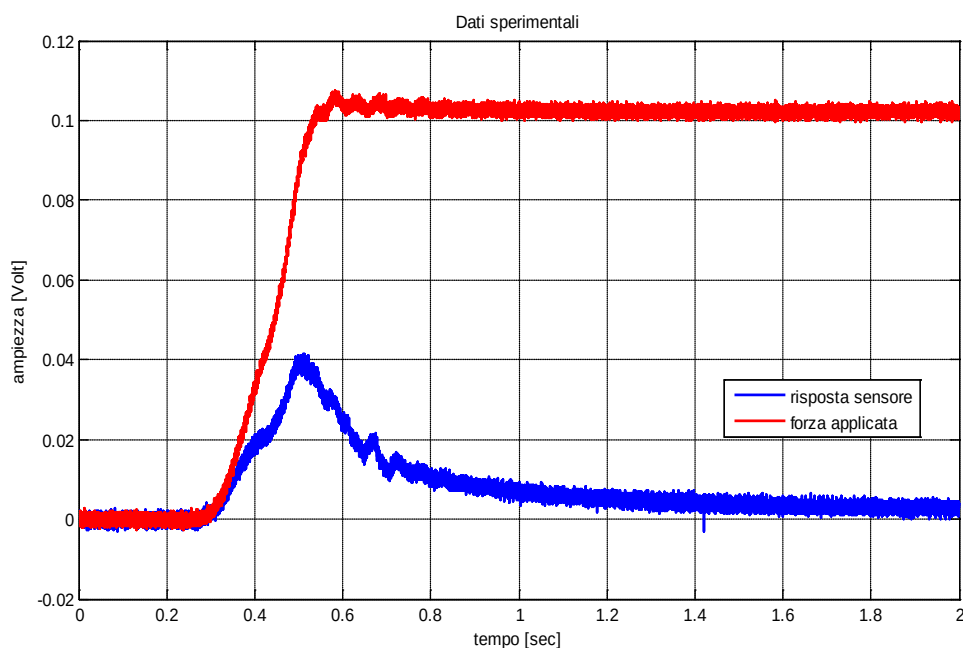


Figura 2.4: risposta temporale del POSFET

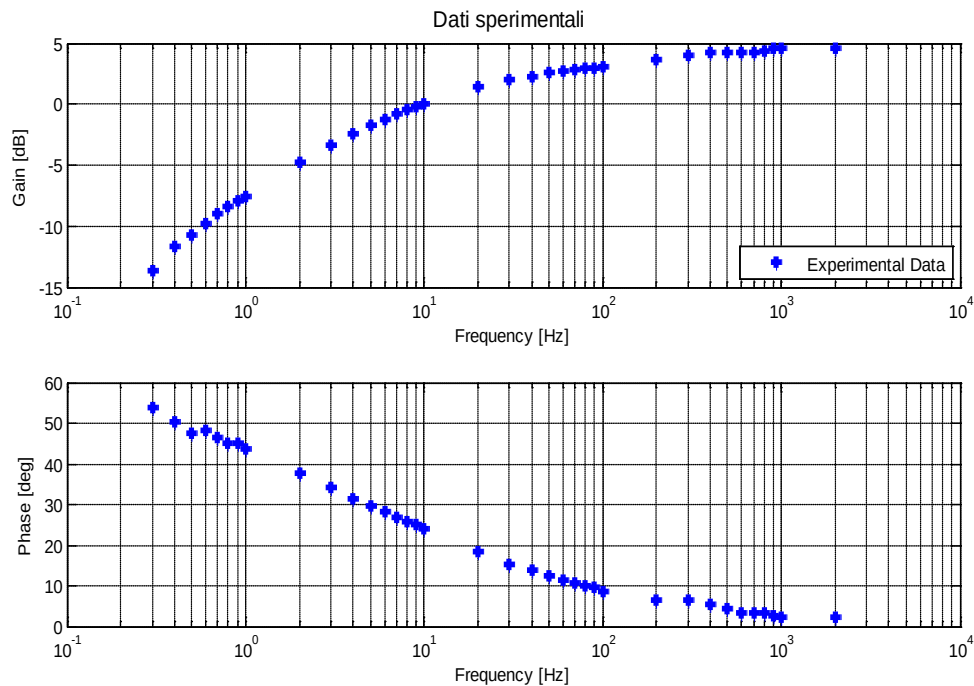


Figura 2.5: risposta in frequenza del POSFET

Risulta ancor più interessante il comportamento in frequenza. Analizzando il diagramma di bode in Figura 2.5, si nota infatti come il modulo presenti una pendenza alle basse frequenze di circa 8 dB/dec .

L'identificazione eseguita (5)(6), propone infatti un sistema di ordine frazionario del tipo:

$$G(s) = \frac{1.717s^{0.57}}{s^{0.57} + 9.678} \quad (2.1)$$

Avendo ora a disposizione i risultati sperimentali, si può procedere allo studio delle varie componenti del sensore.

2.2 Modellizzazione del film piezoelettrico

La piezoelettricità, è la caratteristica di un materiale di generare un campo elettrico in risposta ad una pressione ad esso applicata o viceversa.

Nella teoria lineare della piezoelettricità, le equazioni che descrivono il comportamento elastico del materiale, sono accoppiate alle equazioni della carica elettrostatica per mezzo della costante piezoelettrica (7). Se scegliamo il campo elettrico e la pressione come variabili indipendenti, il materiale piezoelettrico può essere descritto dalla seguente equazione di accoppiamento:

$$\begin{aligned} D_i &= d_{ij} * T_j + \varepsilon_{ij} * E_j \\ S_k &= s_{kq} * T_q + d_{kq}^t * E_q \end{aligned} \quad (2.2)$$

Dove D_i è lo spostamento elettrico nella direzione i , S_k è lo strain nella direzione k , E_j è il campo elettrico nella direzione j , T_q è la pressione nella direzione q , d_{ij} e d_{kq}^t sono rispettivamente i coefficienti piezoelettrici diretti ed inversi, ε_{ij} è la permittività e s_{kq} è la elasticità del materiale.

Il polimero utilizzato nel sensore tattile POSFET è il PVDF-TrFE, un copolimero del PVDF, e la forza viene applicata perpendicolarmente allo stesso. È quindi possibile descrivere il film con valori scalari per i vari coefficienti (quali elastico, piezoelettrico e per la permittività), considerando solamente quelli riferiti alla direzione interessata.

In generale, i materiali piezoelettrici presentano delle perdite, causate dal rilassamento meccanico e dielettrico del materiale, e a causa della dissipazione di energia dovuta alla conversione elettromeccanica. Si procederà quindi ad un singola valutazione delle varie perdite, ponendo particolare attenzione al rilassamento dielettrico.

2.2.1 Coefficiente meccanico

Il coefficiente meccanico, considera il comportamento sia elastico che viscoso del materiale piezoelettrico.

È interessante notare innanzi tutto, come la risposta meccanica del polimero dipenda dalla direzione del carico applicato, rispetto all'orientamento delle catene molecolari del polimero (8). Ricordiamo che nel polimero di PVDF, l'allineamento di tali catene è ottenuto attraverso un processo di *stretching* e *poling* (9), procedimento non necessario nel caso del copolimero PVDF-TrFE nel quale è sufficiente un processo di *poling*. Il polimero, se sollecitato nella direzione delle catene molecolari, si comporta come un materiale fragile, viceversa in caso di sollecitazione normale rispetto la direzione delle catene molecolari, si comporta come un materiale duttile.

Il comportamento viscoelastico del materiale, dà origine a delle perdite che possono essere rappresentate attraverso un rilassamento meccanico del piezo-polimero. Si sono sviluppati molti modelli per descrivere il rilassamento meccanico. Un tipico modello elettromeccanico per i materiali piezoelettrici è riportato in Figura 2.6 (10), dove R_m , L_m e C_m sono rispettivamente gli elementi elettrici equivalenti delle rispettive proprietà meccaniche quali viscosità, elasticità e massa. C_e rappresenta invece l'effettiva capacità elettrica del materiale piezoelettrico.

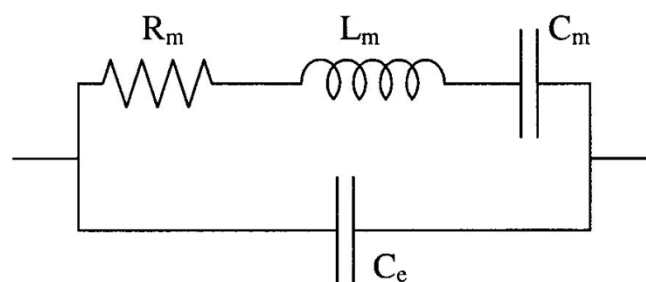


Figura 2.6: tipico circuito equivalente di un materiale piezoelettrico

Il polimero piezoelettrico PVDF-TrFE utilizzato nel sensore tattile POSFET, è stato caratterizzato in (1). Viene messo in evidenza come le perdite meccaniche possono

essere simulate mediante una linea di trasmissione con perdite, la cui lunghezza è proporzionale proprio allo spessore del polimero. Il polimero utilizzato ha uno spessore di $2.5 \mu m$. Ciò consente in prima approssimazione di trascurare gli effetti viscosi e considerare solamente le componenti elastiche.

2.2.2 Coefficiente piezoelettrico

I coefficienti piezoelettrici, sia quello diretto che quello inverso, sono entrambi affetti da perdite(11).

A causa della viscoelasticità, il segnale di carica generato dal polimero nel suo utilizzo da sensore, o la forza da esso generata nel caso di utilizzo come attuatore, in conseguenza ad un opportuno stimolo, presenta qualche ritardo.

Nel caso specifico di polimero PVDF-TrFE, la causa di tale ritardo viene attribuita al cambiamento della struttura cristallina, che fortemente influenza il coefficiente piezoelettrico (12).

Ciò nonostante, per frequenze inferiori a $10 kHz$, il coefficiente piezoelettrico d_{33} può essere considerato quasi costante(13), e quindi le perdite ad esso legate possono essere trascurate. La banda di frequenze richiesta al sensore POSFET, per poter simulare il comportamento della pelle umana, è inferiore a $2 kHz$.

2.2.3 Permittività dielettrica

Ogni materiale dielettrico presenta delle perdite a causa degli attriti presenti al suo interno, che influenzano l'orientarsi dei dipoli elettrici durante la fase di polarizzazione del materiale. A causa di tali perdite, quando viene applicato un campo elettrico ad un materiale dielettrico, la polarizzazione segue il campo elettrico con un certo ritardo.

Sono presenti quattro principali meccanismi di polarizzazione nei solidi dielettrici (10), riassunti in Figura 2.7. Ognuno dei seguenti tipi di polarizzazione, presenta una propria costante di tempo.

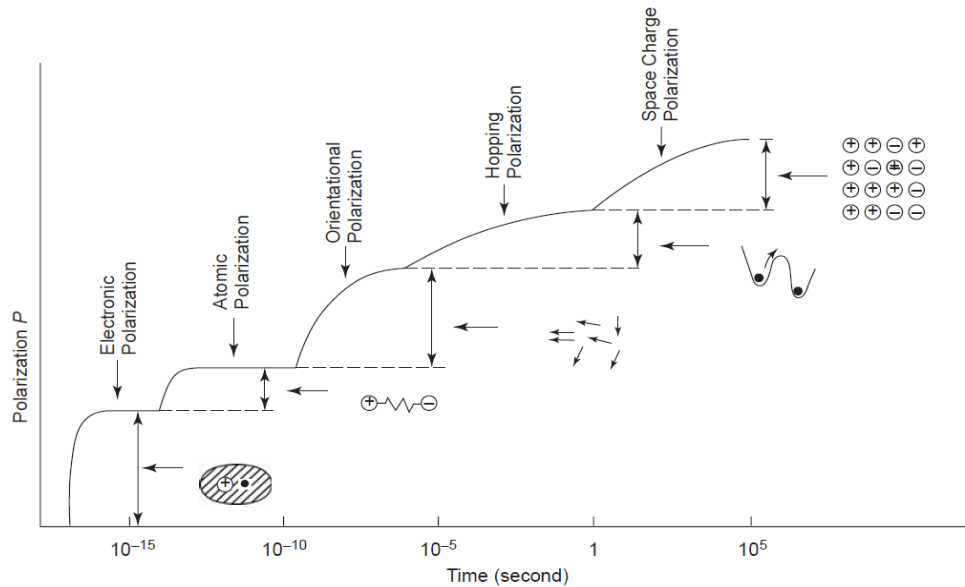


Figura 2.7: meccanismi di polarizzazione

Partendo quindi dalla polarizzazione più veloce si ha:

- 1) “*electronic polarization*”, causata dalla deformazione della nube di elettroni attorno all’atomo o alla molecola.
- 2) “*ionic polarization*”, dovuta allo spostamento relativo tra un atomo, o una molecola, e l’altro.
- 3) “*orientation polarization*”, in questo caso il materiale deve presentare un proprio momento di dipolo permanente. La polarizzazione avviene per il re orientamento dei dipoli elettrici, che si andranno ad allineare con il campo elettrico applicato.
- 4) “*space charge polarization*”, dovuta alle cariche mobili e fisse presenti nel materiale. Avviene quando si è in presenza di portatori di carica che si possono spostare attraverso il materiale dielettrico, ma che sono intrappolati, o non si possono muovere attraverso gli elettrodi.

Solitamente, nei materiali dielettrici, quest'ultimo meccanismo di polarizzazione è meno presente rispetto i primi tre. Tuttavia, ognuno di questi tipi di polarizzazione necessita di un certo tempo prima di manifestarsi, generando quindi un certo ritardo tra l'applicazione del campo elettrico e la polarizzazione del materiale.

Nel sistema internazionale di unità di misura MKSA, la polarizzazione e lo spostamento elettrico sono legati al campo elettrico attraverso le equazioni $P = \chi_e \varepsilon_0 E$ e $D = (1 + \chi_e) \varepsilon_0 E = \varepsilon \varepsilon_0 E$, dove χ_e è la suscettibilità elettrica e $\varepsilon \varepsilon_0$ rappresenta la permittività assoluta, detta anche più semplicemente permittività.

Sono stati sviluppati molti modelli per simulare la permittività dei materiali dielettrici e quindi il fenomeno del rilassamento, come ad esempio il modello di Debye, Cole-Cole, Davidson-Cole o Havriliak-Negami. Tra tutti però, il solo modello di Debye nasce da un'osservazione fisica del sistema (14), mentre tutti gli altri sono originati da un fitting parametrico.

La Tabella 2.1 riporta le funzioni appena menzionate nel dominio della frequenza:

Debye	Cole-Davidson
$\varepsilon^* - \varepsilon_\infty = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i\omega\tau}$	$\varepsilon^* - \varepsilon_\infty = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{(1 + i\omega\tau)^\beta}$
Cole-Cole	Havriliak-Negami
$\varepsilon^* - \varepsilon_\infty = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha}}$	$\varepsilon^* - \varepsilon_\infty = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{(1 + (i\omega\tau)^\alpha)^\beta}$

Tabella 2.1

Verrà posta particolare attenzione alla simulazione del rilassamento del dielettrico, in quanto viene ritenuto il maggior responsabile della risposta, sia temporale che in frequenza, del sensore POSFET (15).

2.3 MOSFET

La carica generata dal polimero piezoelettrico, in risposta ad uno stimolo di forza ad esso applicata, modula il canale indotto nel MOSFET. In questo modo il segnale

proveniente dal piezo-polimero viene amplificato e reso disponibile per una successiva elaborazione.

La configurazione utilizzata per raccogliere i dati sperimentali è riportata in Figura 2.1.

Per semplificare la modellizzazione del dispositivo POSFET, in prima approssimazione si modella il dispositivo MOSFET come un semplice guadagno.

Si ipotizza che quest'ultimo presenti una relazione lineare tra la carica generata dal polimero piezoelettrico e la tensione in uscita.

Il dispositivo MOSFET sarà successivamente oggetto di uno studio approfondito, nel quale verrà determinata la regione di funzionamento ed il suo guadagno.

2.4 Considerazioni finali

Al fine di generare un semplice modello a parametri concentrati che simuli il sensore POSFET, si sono fatte considerazioni e ipotesi semplificative sul sistema elettromeccanico che compone il sensore tattile POSFET.

Un primo studio del materiale PVDF-TrFE, riguardante le sue proprietà geometriche ed il range di frequenze nel quale andrà a lavorare, porta ad importanti semplificazioni. Vengono infatti trascurate perdite legate al coefficiente meccanico o non linearità presenti nel coefficiente piezoelettrico. Viene preso in considerazione il solo fenomeno del rilassamento elettrico, ritenuto la causa principale del comportamento temporale ed in frequenza del polimero.

Vengono inoltre escluse possibili dinamiche legate al transistor MOSFET. Quest'ultimo infatti viene considerato come un semplice guadagno costante, che trasforma un segnale di carica in tensione.

Si trascura inoltre l'effetto che può avere l'accoppiamento tra polimero e MOSFET.

3 Modello

In molti casi è possibile riprodurre le proprietà elettriche di un sistema dipolare per mezzo di elementi passivi come resistenze, capacità o una combinazione di elementi (16). Uno dei vantaggi di tale metodo, è che spesso descrive in maniera molto semplice la risposta del sistema al processo di polarizzazione. Si deve comunque dire che tali modelli generalmente forniscono solamente una via approssimativa per rappresentare il comportamento del sistema.

L'analisi dei materiali dielettrici è comunemente realizzata in termini di funzione complessa di permittività ε^* o il suo inverso, il modulo elettrico M^* , ma si possono considerare anche sia l'impedenza elettrica che l'ammettenza. Queste quattro grandezze infatti sono legate tra loro delle seguenti formule:

$M^* = (\varepsilon^*)^{-1}$
$Y^* = (Z^*)^{-1}$
$Y^* = i\omega C_c \varepsilon^*$
$M^* = i\omega C_c Z^*$

Tabella 3.1: relazione tra le quattro funzioni basilari

Dove C_c è la capacità del condensatore che si viene a generare tra i due elettrodi, in caso di mancanza del polimero.

Come si vedrà più avanti, è molto conveniente, in base al tipo di fenomeno che si vuole osservare, l'uso di queste funzioni. Possono infatti essere realizzate attraverso l'utilizzo di elementi passivi come condensatori e resistenze. Può esserci più di qualche circuito, alcuni dei quali equivalenti, che ben approssimano il comportamento del sistema. Il tal caso la scelta migliore è utilizzare il più semplice.

In base alle analogie tra il trattamento fenomenologico di materiali dielettrici e di quelli viscoelastici, è facile costruire l'analogia viscoelastica del circuito elettrico, in cui resistenze e capacità corrispondono a molle e smorzatori.

L'analisi spettroscopica di impedenza, è un metodo per caratterizzare molte delle proprietà dielettriche dei materiali e delle loro interfacce con gli elettrodi conduttori (15). Può essere utilizzata per investigare la dinamica delle cariche fisse o mobili, nel polimero o nella regione di interfaccia, e per ricavare la funzione di permittività.

3.1 Modelli di Debye e Cole-Cole

Debye sviluppò la teoria del rilassamento dielettrico delle molecole polari immerse in un mezzo viscoso(16)(15). Nei materiali da lui studiati, la concentrazione di tali molecole era sufficientemente bassa da poter considerare i dipoli tra loro non-interagenti. L'equazione sviluppata da Debye, è espressa in termini di ε_s , valore limite della permittività alle basse frequenze, ε_∞ , valore limite della permittività alle alte frequenze e τ , che rappresenta il tempo caratteristico di re orientamento di un singolo dipolo.

$$\varepsilon^* - \varepsilon_\infty = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i\omega\tau} \quad (3.1)$$

La funzione di permittività viene solitamente scomposta in parte reale ed immaginaria, $\varepsilon^* = \varepsilon' + i\varepsilon''$. In Figura 3.1 si mostra una rappresentazione grafica di ε'' rispetto ε' .

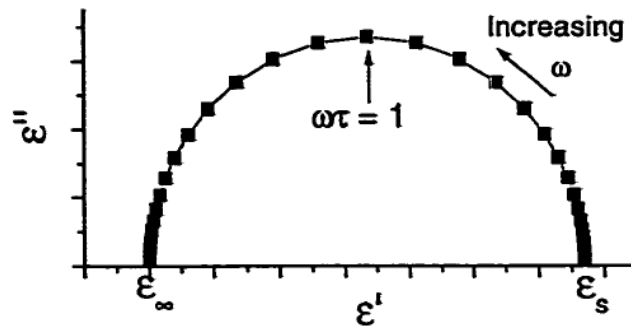


Figura 3.1: rappresentazione di ϵ'' Vs ϵ' secondo il modello di Debye

Nei solidi dielettrici non è possibile considerare i dipoli tra loro non-interagenti, perciò la semplice funzione di rilassamento di Debye risulta inadeguata.

Cole e Cole trovarono che (15)(16), almeno per un range di frequenze attorno al picco di perdite del dielettrico, i dati relativi alla permittività dei materiali non-liquidi sono meglio approssimati dalla funzione:

$$\epsilon^* - \epsilon_\infty = \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad (3.2)$$

Tale funzione nasce da una considerazione puramente geometrica dei dati raccolti sperimentalmente. Riportando graficamente ϵ'' rispetto ϵ' , si nota infatti come il centro dell'arco sia sotto l'asse reale, come visualizzato in Figura 3.2.

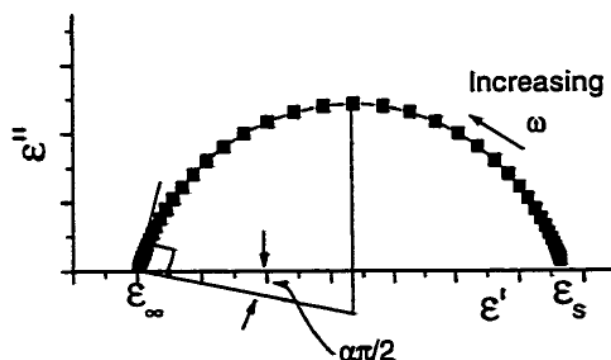


Figura 3.2: rappresentazione di ϵ'' Vs ϵ' secondo il modello di Cole-Cole

Il significato fisico di ε_s e ε_∞ rimane lo stesso di Debye, ma la costante di tempo τ e il parametro esponenziale α necessitano di ulteriori interpretazioni fisiche. Nel modello di Debye infatti τ rappresenta la costante di tempo di re-orientamento di un singolo dipolo, senza considerare alcuna interazione con l'ambiente o altri dipoli. Tale costante inoltre rimane la stessa per tutti i dipoli. Nel modello di Cole-Cole invece ogni dipolo ha la propria costante di tempo, e viene considerata anche l'interazione tra un dipolo e l'altro.

Nasce quindi l'idea di una distribuzione della costante di tempo, basata sull'assunzione di una sovrapposizione di molti processi lineari di rilassamento che contribuiscono alla permittività. In generale:

$$\varepsilon^* - \varepsilon_\infty = \int_0^\infty \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + i\omega\tau} G(\tau) d\tau \quad (3.3)$$

Dove $G(\tau)$ rappresenta una distribuzione normalizzata dei tempi di rilassamento. Per il modello Cole-Cole:

$$G(\tau) = \frac{1}{2\pi\tau} \frac{\sin \alpha\tau}{\cosh(1 - \alpha) \log(\tau/\tau_0) - \cos \alpha\tau} \quad (3.4)$$

3.1.1 Circuiti equivalenti

Un circuito equivalente del modello di Debye si può vedere in Figura 3.3. I parametri delle componenti circuitali sono legati alle misure di permittività secondo le relazioni:

$$C_{\infty} = \varepsilon_{\infty} C_c, \quad C_s = (\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}) C_c, \quad R_s = \frac{\tau}{C_s}$$

Dove τ è il reciproco della frequenza angolare del picco delle perdite.

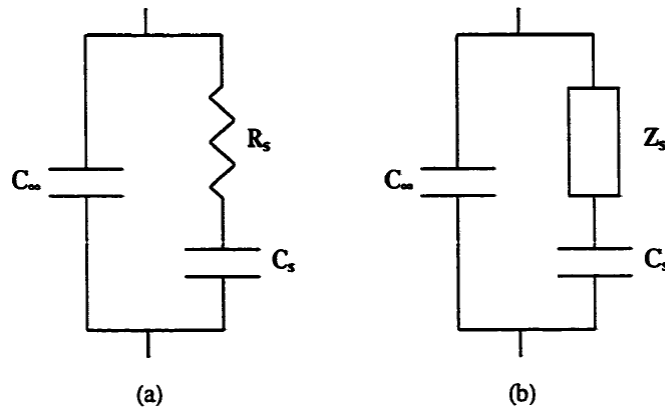


Figura 3.3: Circuito equivalente per il modello di Debye (a) e Cole-Cole (b)

Cole e Cole proposero un circuito equivalente, Figura 3.3, in cui introdussero il concetto del CPE “constant phase element”. Tale nome è in relazione al fatto che produce uno spostamento di fase quasi costante, ed una quasi costante tangente di perdita $\tan \delta = \varepsilon' / \varepsilon''$ in un ampio range di frequenze.

Anche quest’ultimo elemento è legato alle proprietà fisiche(17) da:

$$Z_s = \frac{\tau(i\omega\tau)^{-\alpha}}{C_s} \quad (3.5)$$

Come si può notare, per $0 < \alpha < 1$, il CPE non è né una resistenza, né una capacità. In letteratura sono presenti array di elementi passivi ideali come condensatori e resistenze, che riproducono le caratteristiche del CPE (17).

3.2 Anomalie alle basse frequenze e per tempi lunghi

A frequenze sufficientemente basse, è stato dimostrato sperimentalmente che tutti i materiali, perfino il miglior isolante, presentano una certa conducibilità (15). La conducibilità di una resistenza, apparirebbe nel grafico di ϵ'' rispetto ϵ' come una linea verticale alle frequenze più basse. Ciò si verificherebbe nel caso di resistore ideale. In realtà tale conducibilità presenta una certa pendenza, che varia a seconda del materiale, della temperatura o altri fattori.

Il risultato di una tipica misura di permittività è riportato in Figura 3.4

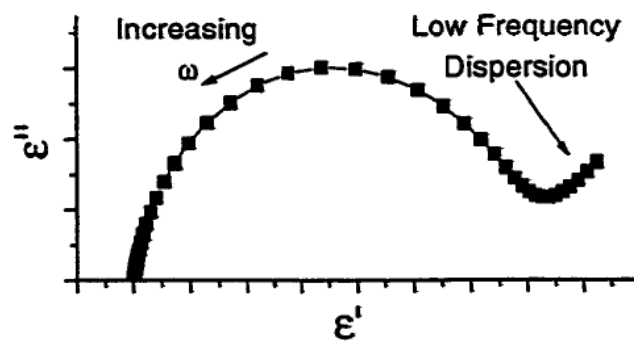


Figura 3.4: tipica misura della permittività in un materiale ferroelettrico

Alcuni autori attribuiscono questa dispersione alle basse frequenze come conseguenza dell'interfacciamento tra il polimero e gli elettrodi(15). Tuttavia questo fenomeno rimane tuttora oggetto di dibattito.

3.3 Modello utilizzato

Accanto al fenomeno del rilassamento del dielettrico, ben descritto dal modello di Cole-Cole, si devono quindi tenere in considerazioni anche le perdite dovute alla conducibilità AC.

Studi sperimentali (18) evidenziano, nel polimero PVDF, una certa conducibilità, esprimibile nella seguente forma:

$$\sigma_{AC}(\omega) = \frac{\sigma}{\omega^s} \quad (3.6)$$

dove σ è il valore della conducibilità, ω è la pulsazione angolare e il valore dell'esponente s risulta essere un po' inferiore all'unità. D'ora in poi, come prima approssimazione, viene posto $s = 1$.

La conducibilità AC è solitamente piccola e diviene praticamente insignificante alle alte frequenze. Viceversa per frequenze basse risulta avere un peso significativo. L'equazione (3.7), esprime il legame tra la conducibilità e le perdite del dielettrico.

$$\sigma = \omega \varepsilon_0 \varepsilon''(\omega) \quad (3.7)$$

Considerando ora l'equazione di Cole-Cole (3.2), con l'aggiunta delle perdite a causa della conducibilità (3.7), la funzione di permittività complessa risulta:

$$\varepsilon^* = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha}} - j \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \quad (3.8)$$

Utilizzando ora la relazione che lega la permittività all'ammettenza fornita in Tabella 3.1, si ottiene:

$$Y = j\omega C_\infty + j\omega \frac{C_s}{1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha}} + \frac{1}{R_{AC}} \quad (3.9)$$

Dove si è posto $R_{AC} = \varepsilon_0/(\sigma C_c)$, $C_\infty = \varepsilon_\infty C_c$ e $C_s = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)C_c$.

In Figura 3.5 si visualizza il circuito elettrico equivalente risultante, che implementa l'ammettenza precedentemente ricavata, dove il CPE presenta la seguente ammettenza:

$$Y_{CPE} = (j\omega\tau)^\alpha \frac{C_s}{\tau} \quad (3.10)$$

L'aggiunta in parallelo al modello di Cole-Cole della resistenza R_{AC} , serve quindi a tener conto della conducibilità AC.

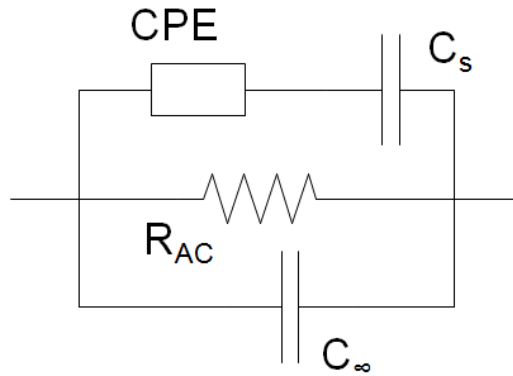


Figura 3.5: modello equivalente della permittività considerando la conducibilità AC

3.4 Modello complessivo

Grazie alla teoria ed alle ipotesi sviluppate nei capitoli 2 e 3, si è ottenuto un circuito equivalente in grado di simulare la permittività del polimero utilizzato. Si deve ora implementare il modello complessivo, in ambiente Matlab/Simulink, che simula il comportamento dell'intero sensore tattile POSFET. Tale modello utilizza elementi passivi come capacità e resistenze ed un nuovo elemento non lineare chiamato CPE.

La tensione e la corrente ai capi del CPE, sono tra loro legate da una derivata di ordine frazionario. La sua implementazione circuitale, richiede quindi delle nozioni di calcolo frazionale, che portano all'utilizzo di un opportuno algoritmo di calcolo.

Utilizzando l'equazione costitutiva del materiale piezoelettrico (2.2), e trascurando l'effetto del campo elettrostatico, il legame tra la forza applicata al polimero e lo spostamento elettrico risulta:

$$D = d_{33}T \quad (3.11)$$

Consideriamo d'ora in poi ogni singolo taxel del sensore tattile POSFET come fosse una capacità, generata dalle due metallizzazioni tra loro parallele poste sulle superfici del piezo-polimero. Valutando quindi la permittività del foglio piezoelettrico, le sue dimensioni e le equazioni che legano tensione e carica in un condensatore, si è in grado di stabilire la tensione ai capi del polimero in risposta ad un stimolo di pressione:

$$V_{out} = \frac{Q}{C_e} = \frac{D * A}{C_e} = \frac{d_{33}t}{\varepsilon_0 \varepsilon^*} T = \frac{d_{33}t}{\varepsilon_0 \varepsilon^*} \frac{F}{A} \quad (3.12)$$

Dove A è la superficie del taxel, C_e è la capacità elettrica del taxel, t è lo spessore del polimero piezoelettrico di PVDF-TrFE e ε_0 è la permittività del vuoto.

D'altro canto, il fenomeno del rilassamento dielettrico è stato precedentemente modellato mediante la funzione di permittività ε^* . Tale funzione può essere riprodotta mediante l'ammettenza (3.9), e ricordando il legame tra ammettenza e permittività riportato in Tabella 3.1, si ottiene così:

$$I_\varepsilon = V_\varepsilon * Y = V_\varepsilon * i\omega C_c \varepsilon^* \quad (3.13)$$

Dove I_ε e V_ε sono rispettivamente la corrente e la tensione sull'ammettenza del circuito elettrico equivalente.

Risulta ora chiara l'analogia tra l'equazione (3.12) e (3.13), cioè:

$$F = I_\varepsilon \quad (3.14)$$

$$V_{out} = i\omega C_c \frac{d_{33}t}{\varepsilon_0 A} V_\varepsilon$$

Come precedente affermato, l'amplificatore MOSFET viene considerato come un semplice guadagno, che v  a moltiplicare i termini a destra dell'equazione (3.12).

In Figura 3.6, viene riportato lo schema equivalente che si andr  ad implementare, utilizzando le analogie precedentemente ricavate.

Esprimendo la relazione (3.14) nel dominio del tempo, si ottiene il calcolo da effettuare per ottenere la conversione da V_ϵ a V_{out} :

$$V_{out}(t) = C_c \frac{d_{33}t}{\epsilon_0 A} K_{mos} \frac{dV_\epsilon(t)}{dt} \quad (3.15)$$

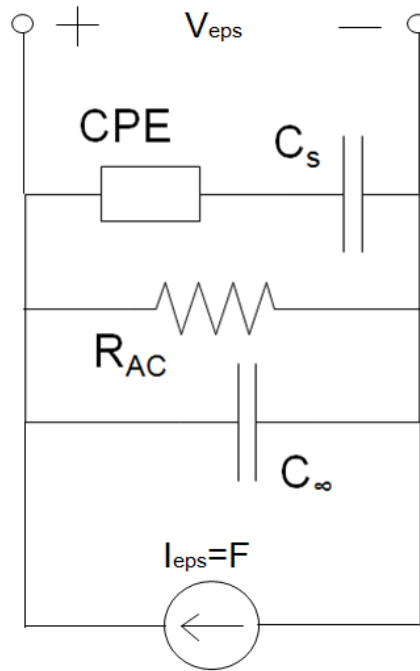


Figura 3.6: Circuito equivalente implementato

3.5 Implementazione in ambiente Matlab/Simulink

La simulazione e l'identificazione parametrica del modello a parametri concentrati precedentemente ricavato, avviene utilizzando l'ambiente Matlab/Simulink, ed in particolare mediante l'utilizzo della ToolBox SimPowerSystem per implementare il circuito.

La presenza dell'elemento non lineare, il CPE, richiede l'utilizzo di un particolare algoritmo in grado di creare il legame tra la corrente e la tensione ai suoi capi descritto dall'equazione (3.10).

La successiva identificazione parametrica, avviene mediante un fitting della risposta temporale del sensore, realizzato sfruttando il Simulink Optimization Response.

3.5.1 Il CPE

L'implementazione dell'elemento non lineare CPE, avviene per mezzo di un generatore controllato di corrente. Il segnale di comando del generatore, viene quindi calcolato elaborando la tensione misurata ai capi dello stesso. In tal modo si va a creare un elemento circuitale, la cui relazione tensione/corrente può essere definita a piacimento, quindi nel caso specifico secondo l'equazione (3.10). In Figura 3.7 si riporta lo schema implementato in ambiente Matlab/Simulink

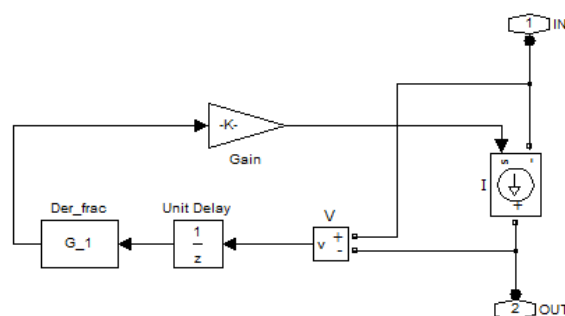


Figura 3.7: implementazione in Matlab/Simulink dell'elemento CPE

Il tale schema, si nota come l'elaborazione della tensione misurata ai capi del generatore di corrente controllato, avvenga mediante un semplice guadagno, preceduto da un blocco atto all'esecuzione della derivata di ordine frazionario.

Si nota inoltre l'utilizzo di un ritardo unitario nell'anello di comando della corrente. Tale ritardo è necessario per evitare l'insorgere di loop algebrici in fase di simulazione. L'inserimento del ritardo unitario, può generare problemi legati alla stabilità del sistema, in quando va' a diminuirne il margine di fase. Utilizzando un metodo di simulazione discreto a campionamento costante, per ridurre il ritardo introdotto, è sufficiente diminuire il tempo di campionamento, andando però ad allungare i tempi di simulazione.

3.5.1.1 Teoria del calcolo frazionale

Questo paragrafo, introduce alcuni concetti basilari del calcolo frazionale (15), necessari all'implementazione del modello a parametri concentrati del sensore tattile. Il calcolo frazione venne introdotto non molto tempo dopo la conoscenza della matematica classica. Leibniz infatti lo menzionò in una lettera a L'Hopital nel 1695. Eulero e Lagrange contribuirono in maniera significativa, ed un suo trattamento maggiormente sistematico è attribuito a Liouville, Riemann e Holmgren a metà del 19° secolo. Attualmente esistono varie definizioni, che si differenziano soprattutto sulle regole riguardanti il trattamento delle condizioni iniziali.

Il termine generalmente utilizzato è "calcolo frazionale", nonostante "derivate ed integrali di ordine qualunque" possa essere più accurato. Infatti il grado può essere qualsiasi e non limitato ad all'insieme di numeri razionali.

Definizione

La derivata di ordine frazionario, si può definire partendo dalla più semplice derivata di ordine intero, che può essere definita attraverso la formula integrale di Cauchy,

$$\frac{d^n}{dz^n} f(z) = \frac{n!}{2\pi i} \oint_C \frac{f(\zeta)}{|\zeta - z|^{n+1}} d\zeta \quad (3.16)$$

Dove C descrive una curva chiusa che circonda il punto z nel piano complesso, ed è all'interno di una regione di analiticità della funzione f . Se il numero intero n viene sostituito con un numero non-intero q , allora $|\zeta - z|^{-q-1}$ non ha più un polo in $\zeta = z$, ma un punto di ramificazione. Si perde quindi la libertà di modificare la curva C che circonda z , dal momento che l'integrale dipende dalla punto in cui la curva C attraversa il ramo di $|\zeta - z|^{-q-1}$.

Una prima definizione per q non intero è la seguente,

$$\frac{d^q}{dz^q} f(z) = \frac{\Gamma(q+1)}{2\pi i} \oint_C \frac{f(\zeta)}{|\zeta - z|^{q+1}} d\zeta \quad (3.17)$$

La funzione Γ , è una generalizzazione della funzione fattoriale.

Tale equazione può essere ulteriormente semplificata, ottenendo la definizione di Nekrassov (1888):

$$\frac{d^q}{dz^q} f(z) = \frac{1}{\Gamma(-q)} \int_0^z \frac{f(\zeta)}{|\zeta - z|^{q+1}} d\zeta \quad (3.18)$$

Mentre la definizione di Riemann-Liouville estende la definizione di Nekrassov ad un punto di partenza diverso da zero.

$$\frac{d^q f}{d(x-a)^q} = \frac{1}{\Gamma(-q)} \int_a^x \frac{f(y)}{|x-y|^{q+1}} dy, \quad q < 0 \quad (3.19)$$

Tale definizione è interessante nei metodi analitici, ma presenta difficoltà di convergenza.

La definizione maggiormente utilizzata nelle applicazioni numeriche, è stata inizialmente data da Grünwald (1867) e successivamente da Post (1930). Derivate (cioè q positivo) o integrali (cioè q negativo), possono essere definite dalla formula:

$$\frac{d^q}{d(t-a)^q} f(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{\left[\frac{t-a}{N}\right]^{-q}}{\Gamma(-q)} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{\Gamma(j-q)}{\Gamma(j+1)} f\left(t - j \left[\frac{t-a}{N}\right]\right) \right\} \quad (3.20)$$

Dove q è arbitrario. Tale definizione esibisce un'ottima convergenza numerica per valori finiti di N . Si può inoltre dimostrare la sua equivalenza con la definizione di Riemann-Liouville.

La maggior difficoltà sta nel fatto che la derivata frazionale non è locale, ma è definita in un intervallo finito, compreso tra a e x , dove $x > a$. L'ampiezza del passo differenziale, dt , è definita da $(t-a)/N$ come nel calcolo integrale di ordine intero.

La derivata assume un significato geometrico, nel senso di pendenza della funzione in un punto, solo nel caso di ordine intero.

Nel caso limite in cui $q \rightarrow n$, dove n è un numero intero positivo, e $N \rightarrow \infty$, solo il passato “più recente” viene incorporato nel calcolo, facendo diventare la definizione “locale”.

Viceversa per q non interi, la storia precedente della funzione viene “pesata” attraverso il fattore $\Gamma(j-q)/(\Gamma(-q)\Gamma(j+1))$, fino all'inizio dell'intervallo.

Un esempio dei fattori di peso risultanti dalla derivata frazionale, per $q = 0.5$, è disponibile in Figura 3.8. La derivata frazionale è trovata prendendo la somma dei prodotti della funzione per i pesi per dt^{-q} .

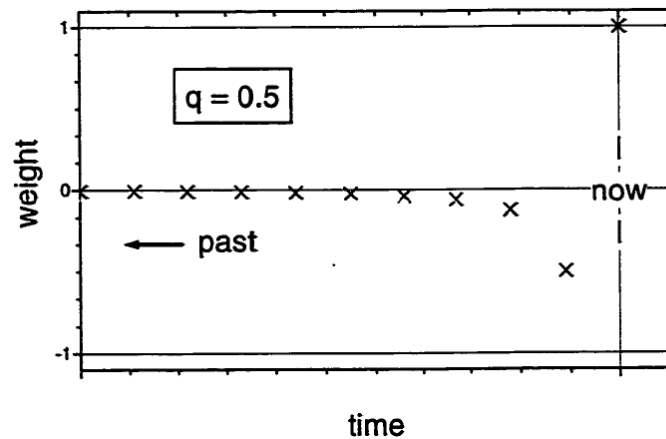


Figura 3.8: grafico lineare dei fattori di peso per una derivata frazionale con

$$q = 0.5$$

Questo modo di pesare il passato della funzione, è il modo con cui i matematici riproducono il comportamento fisico dei processi di rilassamento. Quando q non è un numero intero, è quindi richiesto un numero infinito di informazioni per calcolare accuratamente la derivata parziale. Si ha quindi a che fare con un processo di tipo non-Markviano.

La notazione utilizzata nel calcolo frazionale, richiede sia specificato l'intervallo temporale e l'ordine, positivo o negativo. La notazione utilizzata è la seguente: ${}_a D_t^q$, dove q rappresenta l'ordine della derivata, e l'intervallo considerato è tra a e t .

Come nel caso di ordine intero, si deve prestare attenzione ad alcune situazioni. Ad esempio, l'integrale della derivata di una funzione, differisce dalla derivata dell'integrale della stessa, di un valore pari ai termini costanti che vengono posti a zero a causa della derivata nel primo caso. La soluzione a tale problema, nel caso di ordine intero, sta nell'aggiungere delle opportune costanti di integrazione.

Tale problema si ripresenta anche nell'ordine frazionario, in cui le condizioni iniziali vengono considerate grazie all'aggiunta di termini del tipo:

$${}_aD_t^q[1] = \frac{[t-a]^{-q}}{\Gamma(1-q)} \quad (3.21)$$

sia per le derivate che per gli integrali.

L'operatore differ-integrale di ordine frazionario, opera un in intervallo temporale $(-\infty, t)$. Soddisfa così la condizione di casualità per costruzione. Non è invece simmetrico rispetto l'inversione temporale. La sua dinamica risulta quindi irreversibile, e conseguentemente non conserva l'energia.

3.5.1.2 Metodo computazionale

Nel generare l'algoritmo in grado di calcolare tale derivata, come ci poteva aspettare in base alle considerazioni fatte nell'introduzione del calcolo frazionale, si sono riscontrati alcuni ostacoli (15). Innanzitutto, il calcolo della derivata richiede la conoscenza al passo N -esimo di tutti i precedenti N campioni della funzione da derivare. Vedremo che per N elevati, il numero di operazione da eseguire cresce come N^2 . Ciò implica un elevato onere computazione, e richiede l'utilizzo di un efficiente schema computazionale.

Il seguente algoritmo, sarà in grado di calcolare la derivata/integrale di ordine frazionario di una funzione, campionata ad intervalli di tempo egualmente spazati. Il calcolo frazionale, richiede per definizione la conoscenza della "storia" della funzione.

Grazie all'algoritmo di seguito descritto, saremo in grado calcolare derivare ed integrali di ordine qualsiasi. Si potrà quindi generare il legame tra la corrente e la tensione ai capi del CPE.

Algoritmo di Grünwald

L'algoritmo G1 che viene ora definito, utilizza N punti della funzione oggetto di studio. La terminologia utilizzata è a seguente:

NOMENCLATURA TEMPORALE DELLA FUNZIONE
$f_N = f(0)$ $f_{N-1} = f\left(\frac{t}{N}\right)$ $\vdots$ $f_j = f\left(t - \frac{jt}{N}\right)$ $\vdots$ $f_0 = f(t)$

Tabella 3.2: nomenclatura adottata dall'algoritmo G1

Da notare che all'aumentare del pedice, ci si riferisce ad un valore “più passato” di f . Probabilmente, il più semplice algoritmo realizzabile, è generato dalla definizione di derivata-integrale di ordine frazionario fornita da Grünwald:

$$\frac{d^q}{d(t-a)^q} f(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{\left[\frac{t-n}{N}\right]^{-q}}{\Gamma(-q)} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{\Gamma(j-q)}{\Gamma(j+1)} f\left(t - j \left[\frac{t-a}{N}\right]\right) \right\} \quad (3.22)$$

Omettendo il limite $N \rightarrow \infty$ e ponendo $a = 0$, si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{d^q}{d(t)^q} f(t) &\cong \left(\frac{d^q}{d(t)^q} f(t) \right)_{G1} = \frac{\left[\frac{t}{N}\right]^{-q}}{\Gamma(-q)} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{\Gamma(j-q)}{\Gamma(j+1)} f\left(t - \frac{jt}{N}\right) \\ &= \frac{t^{-q} N^q}{\Gamma(-q)} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{\Gamma(j-q)}{\Gamma(j+1)} f_j \end{aligned} \quad (3.23)$$

Questa è la formula approssimativa chiamata “algoritmo-G1”. Data la forma ricorsiva:

$$\frac{\Gamma(j-q)}{\Gamma(j+1)} = \frac{j-1-q}{j} \frac{\Gamma(j-1-q)}{\Gamma(j)} \quad (3.24)$$

L'algoritmo può essere implementato attraverso uno schema di moltiplicazione-addizione-moltiplicazione...moltiplicazione-addizione.

$$\begin{aligned} \left(\frac{d^q}{d(t)^q} f(t) \right)_{G1} = \frac{N^q}{t^q} & \left[\left[\left[\dots \left[\left[f_{N-1} \left\{ \frac{N-q-2}{N-1} \right\} + f_{N-2} \right] \left\{ \frac{N-q-3}{N-2} \right\} \right. \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + f_{N-3} \right] \dots \right] \left\{ \frac{1-q}{2} \right\} + f_1 \right] \left\{ \frac{-q}{1} \right\} + f_0 \right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Il quale evita l'uso esplicito della funzione Γ e risulta essere di facile implementazione dal punto di vista della programmazione. Sono disponibili altri algoritmi, i quali presentano caratteristiche di maggior convergenza, a discapito però della complessità. Necessitano infatti di un'interpolazione tra i punti conosciuti.

Dal punto di vista dell'onere computazionale, si nota l'aumento di N ad ogni passo. Scegliendo di utilizzare un tempo di campionamento costante, i campioni sono equamente spazati di un tempo dt e di conseguenza è valida la relazione $t = N dt$.

Il problema delle condizioni iniziali, utilizzando la definizione di Grünwald, sta semplicemente nel definire il valore $f(0)$.

La codifica in codice Matlab del suddetto algoritmo, viene riportata in APPENDICE A.

Ci si deve sempre ricordare del fatto che la derivata di ordine frazionario, non è la derivata di una funzione valutata in un punto, ma bensì la derivata valutata in un intervallo, nel caso specifico $(0, t)$. Necessità quindi della conoscenza di tutti i valori passati della funzione in esame.

3.5.1.3 Implementazione finale CPE

L'elemento circuitale CPE, definito secondo l'equazione (3.10), grazie alla teoria del calcolo frazionale ed in particolare all'algoritmo di Grünwald, può ora essere implementato.

Esplicitando la relazione desiderata tra la tensione e la tensione nel tempo, si ottiene:

$$i(t) = {}_0D_t^\alpha(v(t))C_s\tau^{\alpha-1} \quad (3.26)$$

La tensione misurata ai capi del generatore controllato, viene derivata mediante l'algoritmo di Grünwald, e moltiplicata per il guadagno costante $C_s\tau^{\alpha-1}$, generando così la relazione tensione/corrente voluta.

3.5.2 Implementazione del modello complessivo

Grazie alla teoria sviluppata da Debye e Cole-Cole ed apportando alcune semplici migliorie ai modelli di base, si è ottenuto un semplice circuito elettrico, chiamato a simulare il comportamento del sensore tattile POSFET. L'elemento CPE, che è stato implementato grazie alla teoria del calcolo frazionale ed in particolare dell'algoritmo di Grünwald, può ora essere utilizzato nel circuito elettrico, come fosse un qualsiasi componente elettrico tradizionale.

Ricordando l'analogia esposta precedentemente, ed in particolare la rappresentazione circuitale di Figura 3.6, è possibile implementare il ambiente Matlab/Simulink il modello del POSFET.

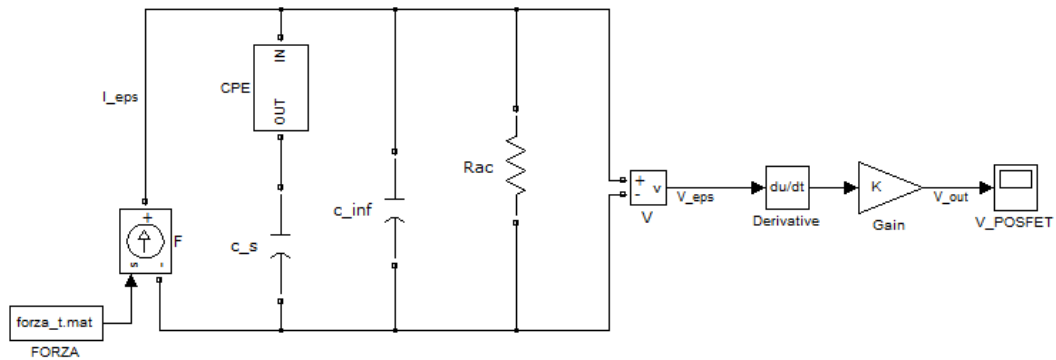


Figura 3.9: circuito implementato in Simulink

Sfruttando quindi la toolbox SimPowerSystem, si è creata la rete elettrica desiderata. Mediante una successiva elaborazione della tensione misurata ai capi della rete elettrica, che prevede una sua derivazione e moltiplicazione per una costante, si ottiene la conversione tra V_ϵ e V_{out} , come descritto da (3.14).

3.6 Identificazione parametrica

I parametri del modello, vengono stimati effettuando un fitting parametrico sulla risposta temporale del sensore, stimolato da una forza costante.

In Figura 2.4 si sono riportate le misure effettuate sperimentalmente.

Ricordando le equazioni (3.8) e (3.12), ricavate per simulare il sensore POSFET, gli unici parametri noti sono le dimensioni fisiche del polimero. I dati che rimangono da stimare, sono quindi riportati in Tabella 3.3.

Il modello del POSFET viene quindi stimolato con una forza pari a quella misurata sperimentalmente durante lo stimolo del sensore tattile. Per rendere uguale la risposta temporale del modello con quella misurata sperimentalmente, si utilizza la funzione Simulink Response Optimization/Signal Constraint. Lo schema complessivo risultante è visualizzato in Figura 3.10.

ϵ_s	Permettività alle basse frequenze
ϵ_∞	Permettività alle alte frequenze
$\sigma [Sm^{-1}]$	Conducibilità
α	Ordine della derivata frazionale
$\tau [sec]$	Tempo di re orientamento dipolo
$d_{33} * K_{mos}$	Guadagno totale (piezoelettrico e MOS)

Tabella 3.3: Parametri incogniti

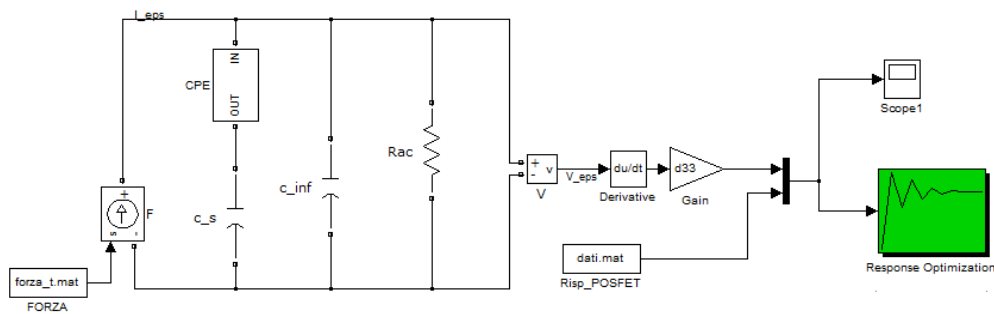


Figura 3.10: Schema implementato per l'identificazione

Al blocco Signal Constraint, viene dato in ingresso il segnale risultante dal modello, in risposta ad uno stimolo conosciuto di forza. Il software Simulink Response Optimization, va quindi a variare, attraverso un'opportuno algoritmo, i parametri incogniti fino a far combaciare la risposta simulata dal modello con la risposta desiderata. Nel caso specifico, come si nota in Figura 3.11, viene fornita una banda entro la quale non è permesso uscire al segnale, ed il segnale misurato sperimentalmente come segnale di riferimento da seguire.

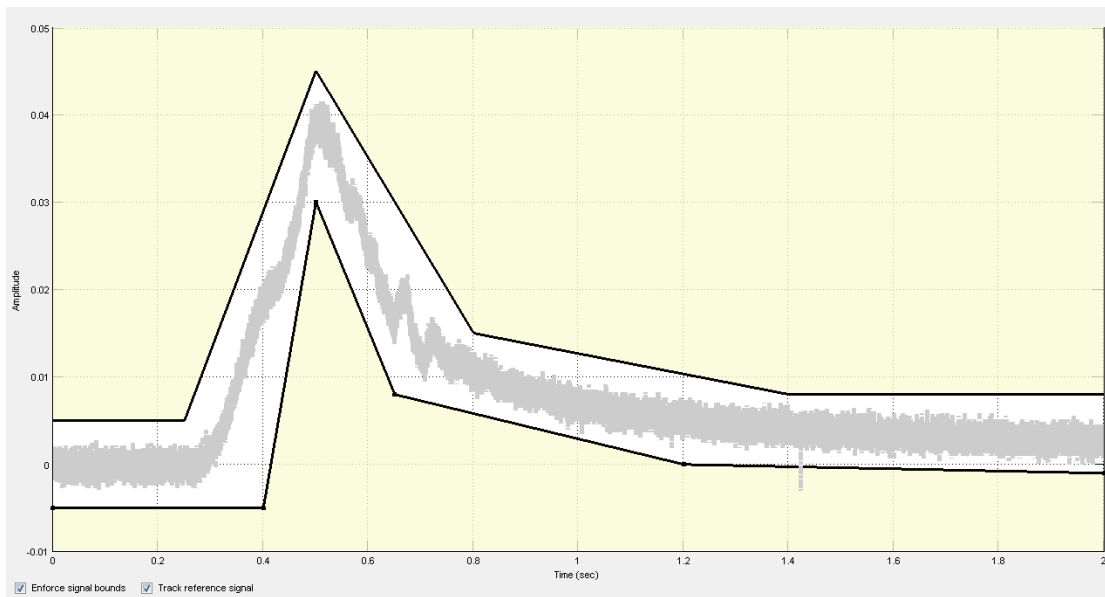


Figura 3.11: specifiche richieste a Simulink Response Optimization

Prima di iniziare il processo di identificazione, è necessario definire i parametri sui quali si andrà ad agire. Agendo sui parametri riportati in Tabella 3.3, il software Simulink Response Optimization cercherà di minimizzare l'errore quadratico medio tra le due risposte, simulata e sperimentale.

Si possono in aggiunta fornire delle tolleranze sui parametri noti a discapito però della velocità del processo di identificazione.

L'algoritmo di ricerca utilizzato è il “*Simplex search*”, che utilizza la funzione Matlab *fminsearch*, un metodo di ricerca diretto che non utilizza gradienti numerici o analitici per ottimizzare la risposta.

Se n è il numero delle variabili incognite, un semplice spazio n -dimensionale è caratterizzato da $n+1$ distinti vettori che sono i suoi vertici. Nel caso bidimensionale, uno spazio semplice è un triangolo, nel caso tridimensionale è una piramide. Ad ogni passo della ricerca, viene generato un nuovo punto, interno o vicino allo spazio semplice iniziale. La funzione valutata nel nuovo punto viene comparata con il valore della funzione valutata nei vertici dello spazio semplice e solitamente uno dei vertici è rimpiazzato dal nuovo punto, generando così un nuovo spazio semplice. Questo procedimento è ripetuto fino a che il diametro dello spazio semplice è

inferiore alle tolleranze specificate. Questo processo di ottimizzazione, può fornire un minimo relativo, quindi una soluzione locale.

In Figura 3.12 si riporta un esempio del processo di avvicinamento dell'algoritmo di ricerca alla soluzione ottimale.

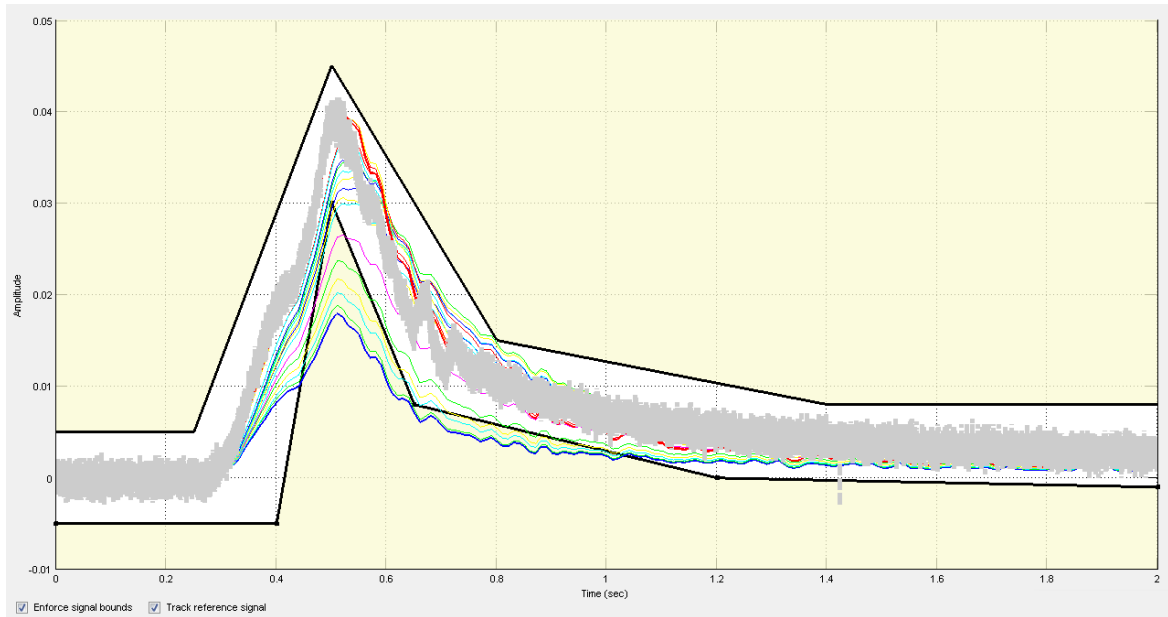


Figura 3.12: Avvicinamento dell'algoritmo di ricerca alla soluzione ottimale

Fornendo un limite massimo di iterazioni pari a 500, e dei valori di partenza basati su dei valori tipici misurati nel polimero piezoelettrico PVDF, si ottiene la risposta temporale da parte del modello, visualizzata in Figura 3.13.

3.7 Risultati ottenuti

Da una prima analisi riguardante la risposta temporale del modello a parametri concentrati, rappresentata in Figura 3.13, si riscontra una buona analogia con la risposta sperimentale.

Per validare il modello ottenuto, è quindi necessario eseguire un confronto tra la risposta frequenziale del sensore POSFET ottenuta sperimentalmente, e la risposta frequenziale generata dal modello appena identificato.

Osservando dunque la Figura 3.14, si nota una buona similitudine, specialmente a frequenze basse, per quanto riguarda il diagramma del modulo. Tuttavia il diagramma della fase mostra qualche differenza, con picchi di circa $7-8^\circ$. Ciò può essere dovuto al fatto di aver trascurato in fase di modellizzazione ulteriori dinamiche oltre al rilassamento del dielettrico.

Appurata l'accuratezza delle risposte temporale e frequenziale, risulta ora necessaria una valutazione sui parametri risultanti in seguito all'interpolazione.

In Tabella 3.4 si riportano i valori ottenuti, confrontati con dei dati indicativi ricavati in seguito ad una misura di impedenza (8), eseguita in un range di frequenze tra 20Hz e 300kHz , in un campione di film piezoelettrico PVDF spesso $28\mu\text{m}$, sul quale sono stati posti degli elettrodi d'argento.

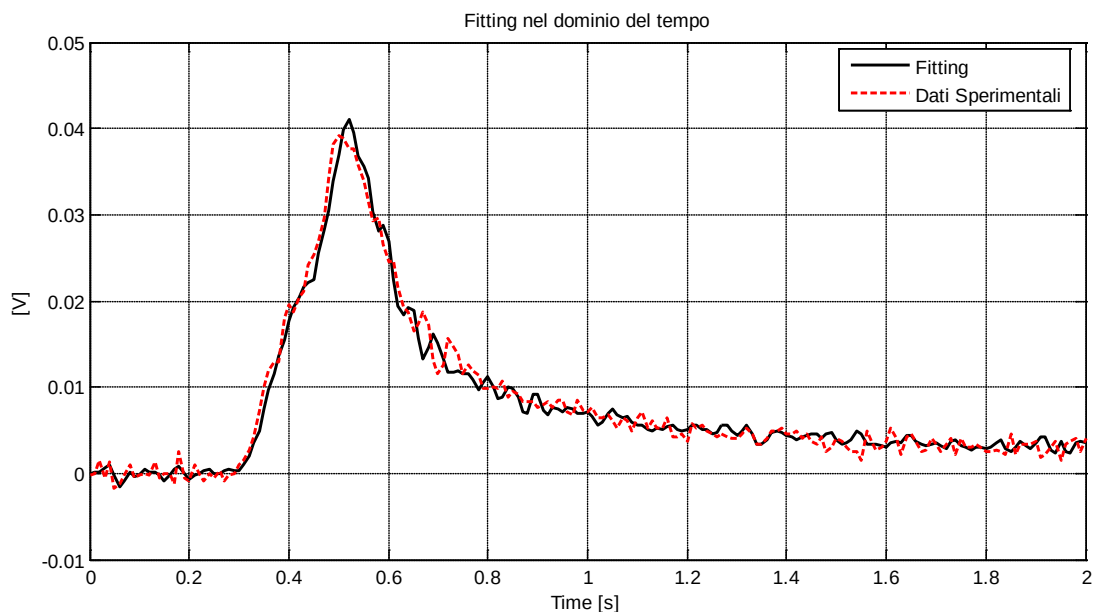


Figura 3.13: Confronto della risposta temporale sperimentale e simulata

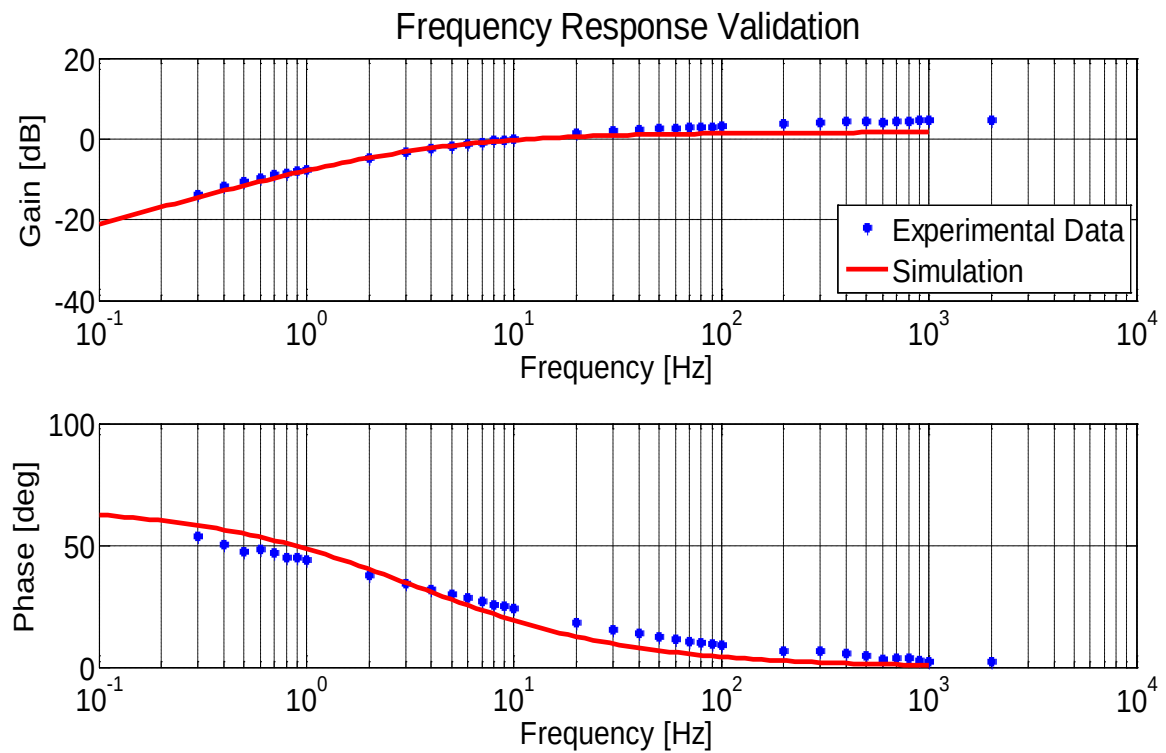


Figura 3.14: Confronto della risposta frequenziale sperimentale e simulata

	Fittato	Misurato in campione di PVDF
ε_s	4.7851e+003	9.3
ε_∞	1.4782	2.7
$\sigma [Sm^{-1}]$	1.4576e-012	$\approx 10^{-12}$
α	0.2649	
$\tau [sec]$	2.8363e+003	152e – 9
$d_{33} * K_{mos}$	2.5341e-012	$d_{33} \approx 10^{-12}$

Tabella 3.4: Valori risultanti dal fitting

Dal confronto tra i parametri riportati in Tabella 3.4, si notano delle importanti discrepanze per alcuni parametri.

Il motivo di tali differenze è tuttora oggetto di studio. Le prime ipotesi fanno pensare all'esistenza di un'ulteriore dinamica che vada a sovrapporsi al rilassamento del

dielettrico. Tale dinamica può avere origine da un rilassamento meccanico del piezo-polimero (8). Si ipotizza sia proprio quest'ultima ad introdurre una dinamica "lenta" e che quindi giustifichi la costante di tempo così elevata.

Un'ulteriore fonte di disturbo riguarda il sistema di stimolo, ed in particolare le caratteristiche fisiche dello stinger. Il modello infatti è strutturato basandosi su uno stimolo di pressione sul POSFET. Il calcolo di quest'ultima viene approssimativamente semplificata tramite il rapporto tra la forza applicata e la superficie del piezo-polimero.

In realtà lo stinger presenta una superficie che si differenzia dall'area del polimero di PVDF-TrFE (5). Il suo posizionamento sul POSFET inoltre, sebbene avvenga tramite un sistema di posizionamento micrometrico, presenta una certa incertezza.

Si introduce quindi un errore tra l'effettiva pressione applicata al piezo-polimero e la presunta pressione applicata che viene fornita come input al modello appena identificato.

Nel realizzare tale modello, si sono quindi effettuate delle ipotesi semplificative troppo forti, che fanno perdere il senso fisico inizialmente attribuito ai singoli parametri oggetto di fitting.

Ciò non toglie i buoni risultati ottenuti per quanto riguarda la simulazione nel dominio sia del tempo che della frequenza, a conferma della buona scelta riguardante il tipo di modello utilizzato.

3.8 Sviluppi futuri

Al fine di ottenere un modello a parametri concentrati che sia funzione effettivamente dei parametri fisici che descrivono il sensore POSFET, occorre quindi considerare ulteriori dinamiche finora trascurate.

Simulando la risposta frequenziale del modello precedente ottenuto, utilizzando però dei valori plausibili, in termini di permittività, costante di tempo, coefficiente piezoelettrico e conducibilità, si nota, dal confronto con la risposta frequenziale ottenuta sperimentalmente, Figura 3.15, una buona somiglianza tra le due per frequenze “alte”.

Ciò a conferma della possibile esistenza di una dinamica meccanica a frequenze “basse”, finora trascurata, che va’ a sovrapporsi alla dinamica del rilassamento elettrico.

Gli sviluppi futuri, sono quindi orientati alla ricerca di un modello che simuli il rilassamento meccanico del polimero piezoelettrico. Tale modello andrà quindi ad integrare il modello di partenza, aggiungendo una dinamica alle basse frequenze.

Un’ulteriore miglioria, potrebbe essere introdotta dalla separazione della dinamica dell’elemento trasduttore (PVDF-TrFE) e della prima unità elettronica (MOSFET).

A tale fine, si eseguirà una caratterizzazione del transistor MOS utilizzato nel sensore, analizzandone la zona di lavoro, e l’amplificazione da esso fornita.

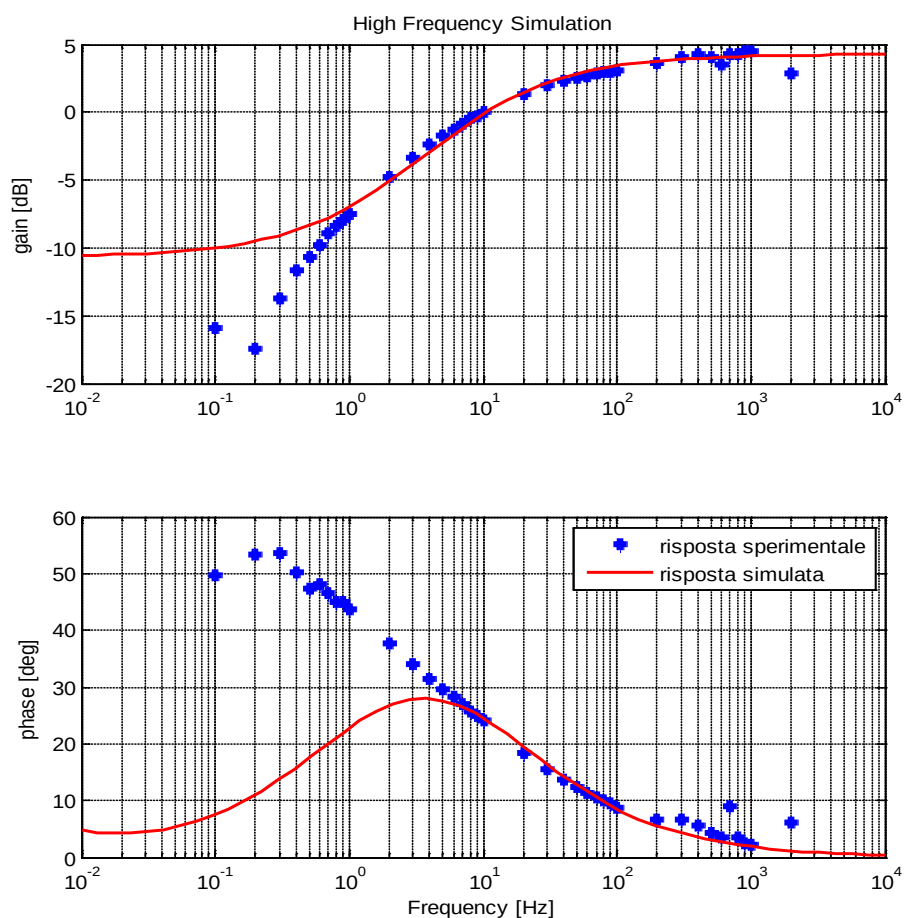


Figura 3.15: risposta frequenziale considerando il solo rilassamento elettrico

	Fittato	Misurato in campione di PVDF
ε_s	14	9.3
ε_∞	2.5	2.7
$\sigma [Sm^{-1}]$	4.4250e-013	$\approx 10^{-12}$
α	0.3	
$\tau [sec]$	150e - 3	152 e - 9
$d_{33} * K_{mos}$	3.6270e-012	$d_{33} \approx 10^{-12}$

Tabella 3.5: confronto parametri tra i parametri misurati e fittati

4 Caratterizzazione MOSFET

Il polimero piezoelettrico PVDF-TrFE, è depositato direttamente nell'area di gate di un MOSFET a canale n. Per tale motivo le dimensioni geometriche di tale dispositivo risultano alquanto insolite, se paragonate con i tradizionali transistor MOSFET.

Per ottenere un'ampia transconduttanza, il canale del dispositivo n-MOS presenta le seguenti dimensioni: larghezza $W = 7500\mu m$ e lunghezza $L = 12\mu m$, ottenendo così un "aspect ratio" di circa 600. Il materiale utilizzato per realizzare lo strato di dielettrico nell'area di gate, è un doppio strato di Si_3N_4/SiO_2 (4).

Risulta quindi interessante eseguire uno studio specifico sul transistor utilizzato, effettuando innanzitutto una caratterizzazione statica del dispositivo.

Il transistor, quando il MOSFET lavora in modalità *sensing*, presenta una configurazione di lavoro a gate flottante. Il posizionamento lungo le curve caratteristiche del punto di lavoro del MOSFET perciò non scaturisce da un apposito circuito di polarizzazione, ma sarà determinato dall'entità degli elementi parassiti del transistor, e dalla configurazione adottata per la connessione del polimero.

Saranno quindi effettuate delle prove sperimentali per determinare in quale regione di funzionamento del transistor si posiziona il punto di lavoro, confrontando due diverse configurazioni.

Si valuterà inoltre l'influenza del film protettivo PDMS posizionato sulla superficie del sensore, ed i tempi di assestamento del punto di lavoro.

Si effettuerà successivamente una caratterizzazione dinamica del sensore. Verrà infatti applicata al MOSFET una forza sinusoidale, registrandone il segnale generato ed il posizionamento del punto di lavoro.

Si cercherà quindi di riprodurre il segnale precedentemente registrato, imponendo un'apposita V_{gs} . In tal modo verrà stimato il guadagno tra il segnale generato dal polimero ed il segnale reso disponibile dal POSFET.

4.1 Precauzioni adottate

Vengono ora fornite alcune precisazioni sui limiti di utilizzo dei MOSFET e sulle precauzioni da prendere per maneggiarli. All'aumentare di V_{DS} (oltre a circa 20 V) si ha un fenomeno di break down (detto *punch-through*) per cui la corrente sale rapidamente ma non si hanno danni permanenti al dispositivo. Se invece si aumenta la tensione V_{GS} (oltre a circa 50 V) si ha la rottura dello strato di ossido e la distruzione fisica del componente. Sebbene 50 V possano sembrare molti, in realtà data l'elevata resistenza d'ingresso del MOSFET, è sufficiente l'accumulo di carica statica sul gate per dare luogo a tensioni simili o maggiori.

Per evitare l'accumulo di carica statica, durante le misure effettuate in laboratorio viene utilizzato uno speciale braccialetto conduttore, connesso elettricamente a terra. In genere, i costruttori riportano nei data-book come realizzare una *static-free workstation* ove poter manipolare dispositivi MOSFET senza il rischio di distruggerli a causa della carica elettrostatica. Un esempio è riprodotto in Figura 4.1. Durante le misure effettuate in laboratorio, oltre al bracciale viene utilizzato un tappetino posto sopra il tavolo di lavoro, il quale è connesso alla messa a terra dell'edificio.

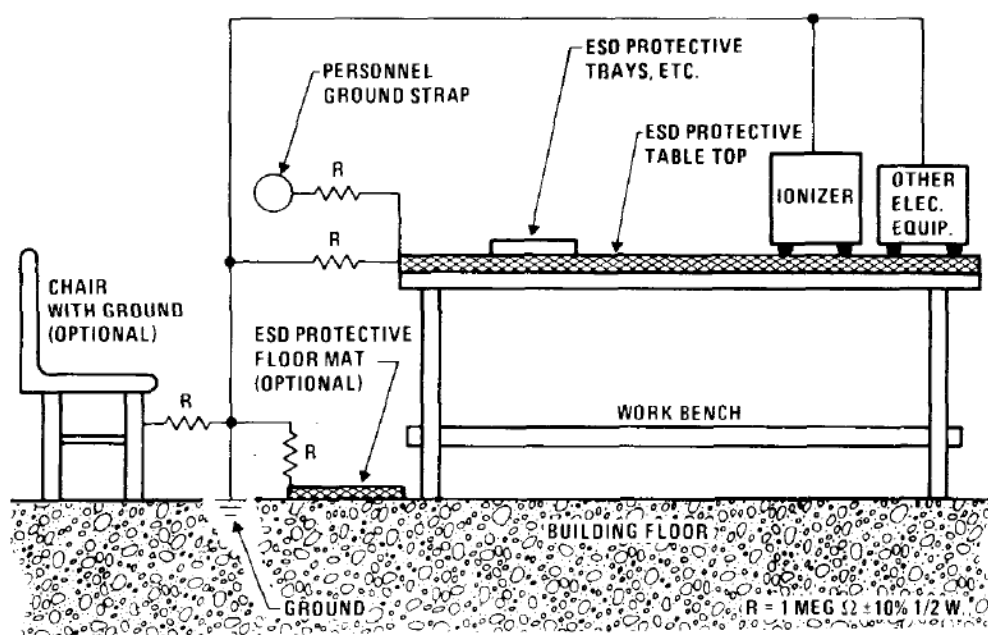


Figura 4.1: *Static-free workstation* per la manipolazione dei MOSFET

4.2 Caratterizzazione statica

Il transistor MOS, è un dispositivo a quattro terminali: *gate* G , *source* S , *drain* D , e *substrato* o *bulk* B . Durante il normale funzionamento del dispositivo, una tensione di V_G applicata al terminale di *gate* crea un campo elettrico, che controlla il flusso dei portatori di carica nel canale tra il *source* ed il *drain*.

Il MOSFET può essere sia a canale- p o a canale- n , in base al tipo di drogaggio del canale. Il MOS utilizzato nel sensore POSFET è a canale- n , presenta perciò una regione di *source* e di *drain* fortemente drogate n^+ , con un substrato di tipo- p . Presenta quindi degli elettroni come portatori di carica nel canale.

Se il transistor non presenta conducibilità nel canale tra il *source* ed il *drain* quando la tensione di *gate* è zero, allora viene chiamato dispositivo *normalmente-spento*, o più comunemente *enhancement-mode device* (E -MOS). In tale dispositivo è richiesta una tensione minima di soglia V_{th} per introdurre una conducibilità nel canale.

Viceversa se il MOS presenta una certa conducibilità nel canale anche per tensioni di *gate* pari a zero, (dispositivo *normalmente-acceso*), allora il dispositivo è chiamato *depletion-mode device* (D -MOS).

In Tabella 4.1 vengono fornite le condizioni che deve presentare il terminale di *gate* per “accendere” o “spegnere” i quattro tipi di dispositivi appena descritti.

Device Type	Normal State	Gate Voltage	
		n -channel	p -channel
Enhancement mode	OFF	$+V_G$ turn on	$-V_G$ turn on
Depletion mode	ON	$-V_G$ turn off	$+V_G$ turn off

Tabella 4.1: Condizioni di “accensione” del MOS

La caratteristica fondamentale del transistor MOS, nasce dal fatto che il terminale di *gate* è isolato dagli altri terminali attraverso lo strato di ossido. Per tale motivo non presenta effettivamente un accoppiamento DC tra il *gate* e gli altri terminali, presentando un’elevata impedenza d’ingresso, dell’ordine di $10^{13} - 10^{15} \Omega$. Per tale

motivo la potenza richiesta al segnale d'ingresso per pilotare il dispositivo è veramente molto bassa.

4.2.1 Determinazione della tensione di soglia

Il punto di partenza per lo studio del transistor MOS utilizzato nel sensore POSFET, è la determinazione della tensione di soglia necessaria ad accendere il dispositivo.

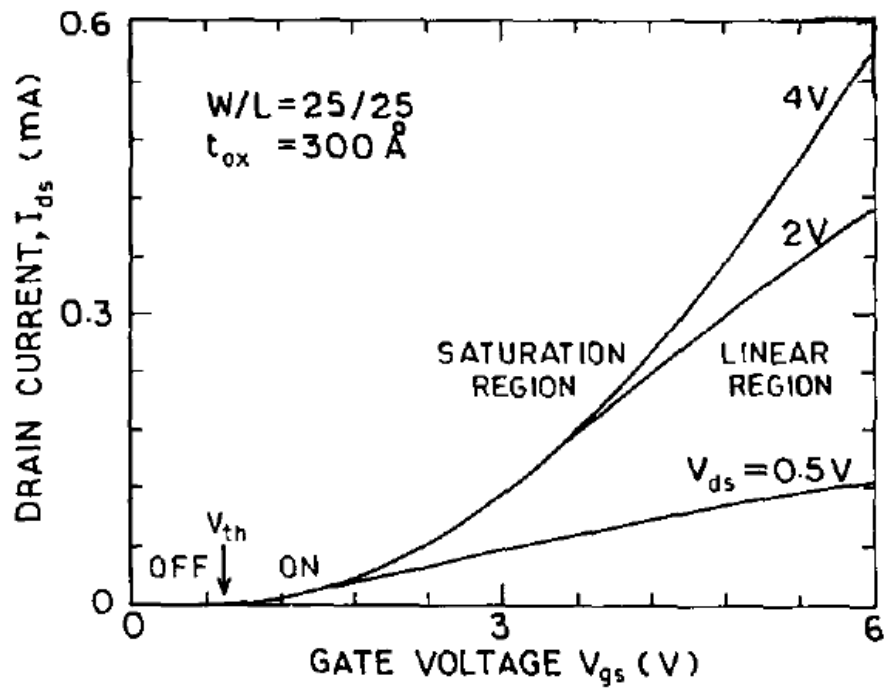
Com'è stato precedentemente esposto, a differenza degli *E-MOS*, i *D-MOS* conducono anche per $V_{GS} = 0$. In questo caso, la tensione di gate necessaria per spegnere completamente il dispositivo, V_p , è chiamata tensione di “*pinch-off*”. Perciò nei dispositivi a svuotamento, i termini V_p e V_{th} sono considerati sinonimi.

In Figura 4.2 vengono confrontate le trans caratteristiche di un dispositivo a canale-n a svuotamento (depletion device), con le trans caratteristiche di un dispositivo a canale-n ad arricchimento (enhancement device).

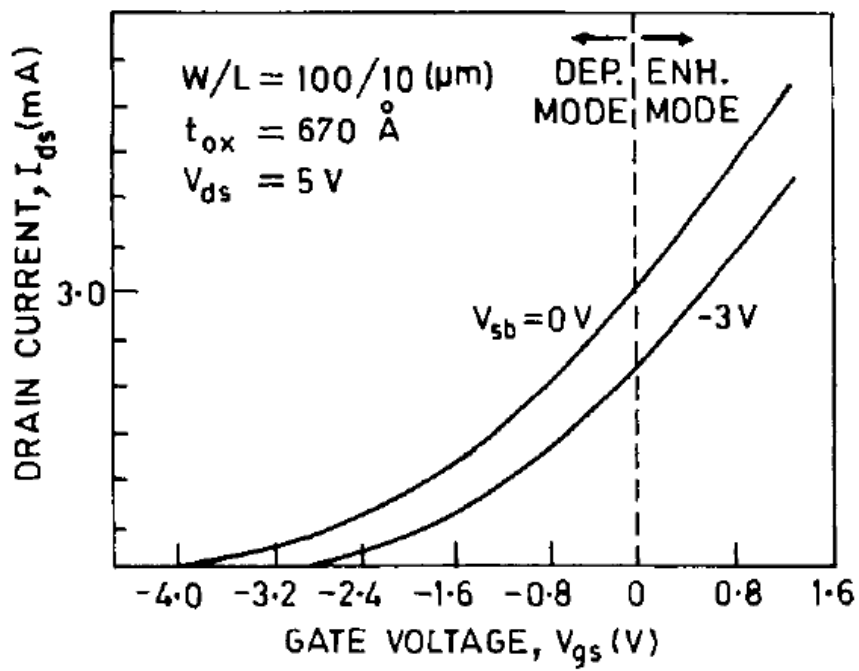
Per tensioni $V_{GS} = 0$, nei *D-MOS*, l'applicazione di una V_{DS} causa un passaggio di corrente I_{DS} attraverso il canale. All'aumentare della V_{DS} , avviene una saturazione del canale, così come per gli *E-MOS*.

L'applicazione di una tensione negativa di V_{GS} , causa un respingimento degli elettroni presenti nella superficie del canale, riducendo così la conducibilità dello stesso e quindi delle corrente di drain. Questo modo di funzionamento è chiamato *depletion mode*.

Viceversa con l'applicazione di una tensione V_{GS} positiva, gli elettroni vengono attratti nella regione del canale, aumentando così la conducibilità dello stesso. Questo modo di funzionamento è chiamato *enhancement mode*.



(a)



(b)

Figura 4.2: trans caratteristiche di un MOS ad arricchimento (a) e a svuotamento (b)

Sperimentalmente, la tensione di soglia V_{th} è determinata misurando la corrente di drain I_{DS} al variare della tensione di gate V_{GS} con piccole tensioni di V_{DS} .

Per determinare V_{th} , viene fatta variare la tensione V_{GS} tra -1 Volt e 2 Volt, con intervalli di 100 mV mediante un generatore di tensione, mentre simultaneamente viene misurata la corrispondente corrente di drain I_{DS} mediante amperometro. Per assicurarsi di lavorare in zona lineare, la tensione di drain viene posta ad un valore di 0,1 Volt e 0,3 Volt.

Il corrispondente schema implementato è visibile in Figura 4.3.

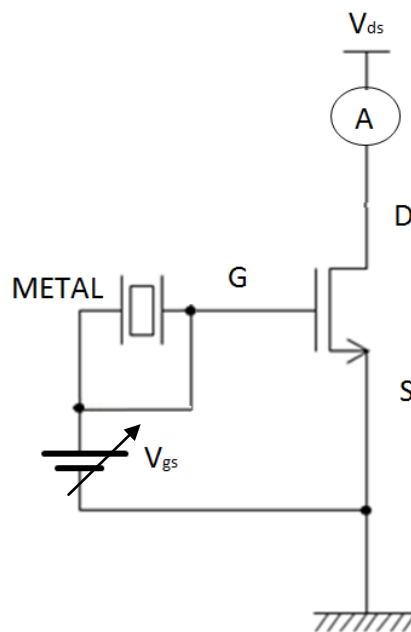


Figura 4.3: Schema implementato per tracciare I_{DS} Vs V_{GS} .

La trans caratteristica ottenuta, fornisce importanti informazioni. Come si nota in Figura 4.4, il MOS utilizzato nel sensore POSFET oggetto di studio, presenta una tensione di soglia pari a $V_{th} = V_d = -0,6$ [Volt]. Ciò evidenzia il fatto che, in base alle precedenti considerazioni, si sta lavorando con un MOS a svuotamento (*Depletion Device*).

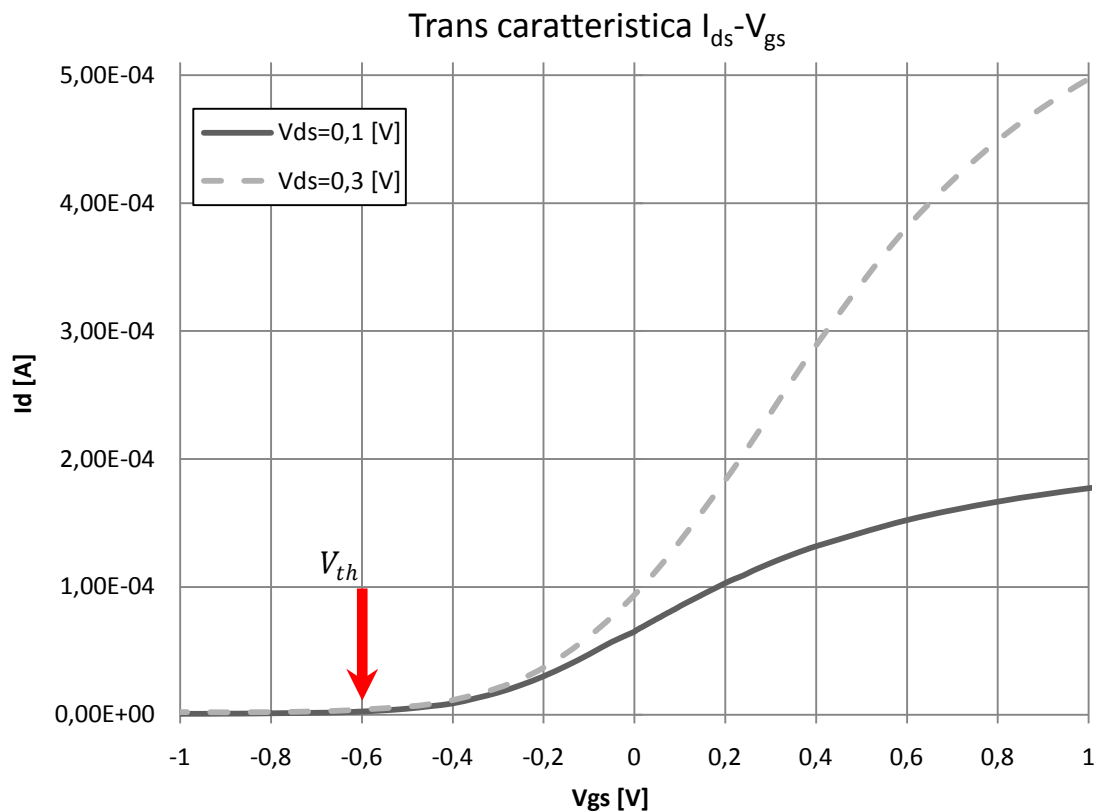


Figura 4.4: trans caratteristica I_{DS} Vs V_{GS} .

4.2.2 Caratteristiche d'uscita

La caratterizzazione statica del transistor MOSFET, è stata eseguita utilizzando due diverse configurazioni, come riportato in Figura 4.5

Non si registrano differenze rilevanti nel tracciare le caratteristiche variando la configurazione.

Viene ora descritto il procedimento adottato per la caratterizzazione statica. Imposta una V_{GS} scelta, viene fatta variare la V_{DD} . Si registra quindi il valore della tensione misurata sulla resistenza R_D e della tensione V_{DD} stessa.

Dai dati ora a disposizione, risulta semplice calcolare la tensione $V_{DS} = V_{DD} - V_{R_D}$ e la corrente $I_{DS} = V_{R_D}/R_D$. Dati necessari per tracciare la caratteristica tensione-corrente del MOSFET con V_{GS} fissata.

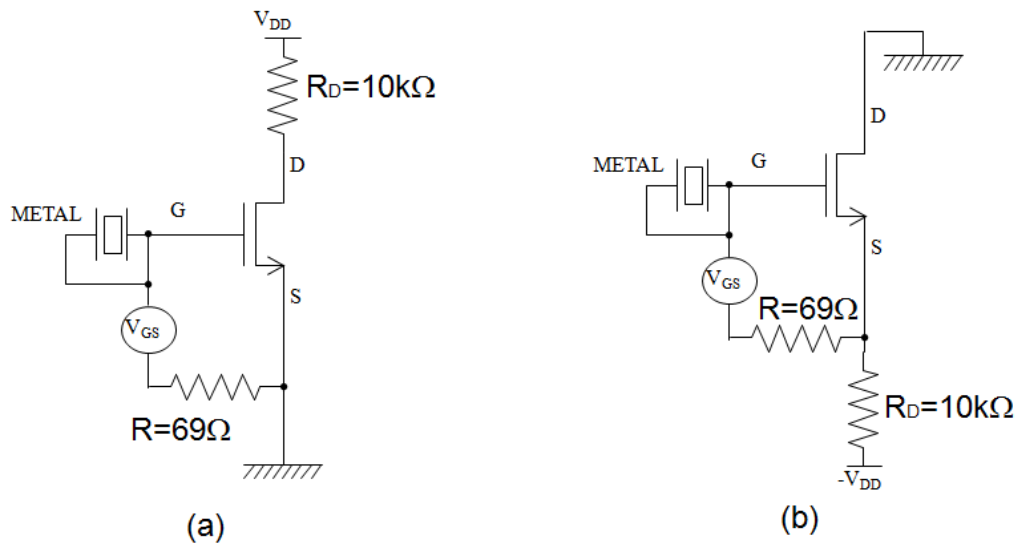


Figura 4.5: diverse configurazioni adottate per la caratterizzazione statica

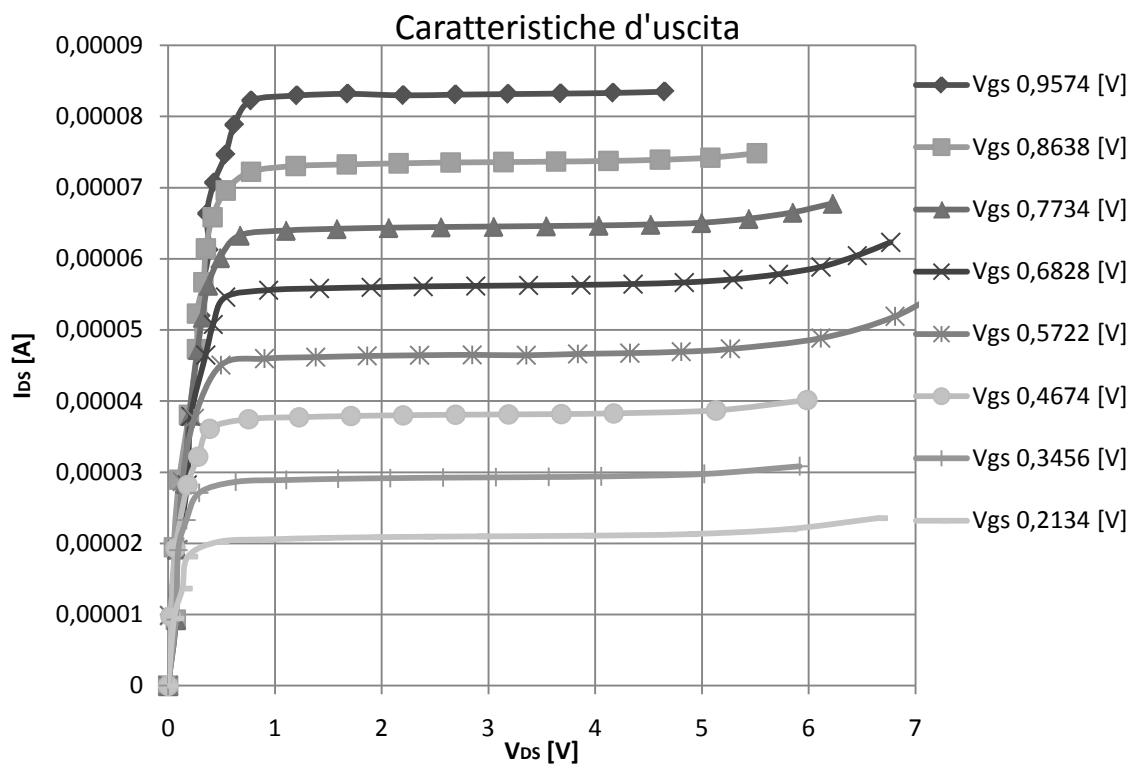


Figura 4.6: Caratteristica V_{DS} Vs I_{DS}

Dalla Figura 4.6, si notano chiaramente le tre regioni caratteristiche del transistor MOSFET:

- 1) *regione di cut-off, o d'interdizione*, che corrisponde alla condizione $V_{GS} < V_d$. Per tali valori di V_{GS} non si ha la formazione del canale e quindi non si ha passaggio di corrente I_{DS} . Il limite di tale regione è costituito dal ramo di caratteristica coincidente con l'asse delle ascisse ($I_{DS} = 0$).
- 2) *regione di triodo o ohmica*, che corrisponde alle due condizioni: $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_t$. In tale regione per piccoli valori di V_{DS} si ha una relazione di proporzionalità tra I_{DS} e V_{DS} , pertanto si ha una stella di rette che si diparte dall'origine, ciascuna corrispondente ad un diverso valore di V_{GS} . Con l'aumentare di V_{DS} , ci si avvicina al valore di saturazione e il canale inizia a strozzarsi: le caratteristiche pertanto si incurvano e non si ha più una relazione di linearità.
- 3) *regione di saturazione*, che corrisponde alle due condizioni: $V_{GS} > V_t$ e $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$. In tale regione la corrente risulta indipendente dalla tensione V_{DS} , ma non da V_{GS} . Al variare di V_{GS} , si ottengono i diversi rami orizzontali a I_D costante. Pertanto un MOSFET saturato si comporta come un generatore ideale di corrente, *controllato* da V_{GS} .

Nel caso specifico, volendo utilizzare MOSFET come amplificatore di carica, si vorrà che lavori in regione di saturazione, mantenendo così una certa linearità tra la carica generata dal polimero piezoelettrico e la tensione ai capi del MOSFET.

Per evitare di danneggiare il polimero di PVDF-TrFE, durante le prove effettuare sul sensore POSFET, si è utilizzato un film protettivo di PDMS. Nasce quindi la necessità di verificare se l'utilizzo o meno di tale materiale protettivo, influenzi in comportamento del MOSFET.

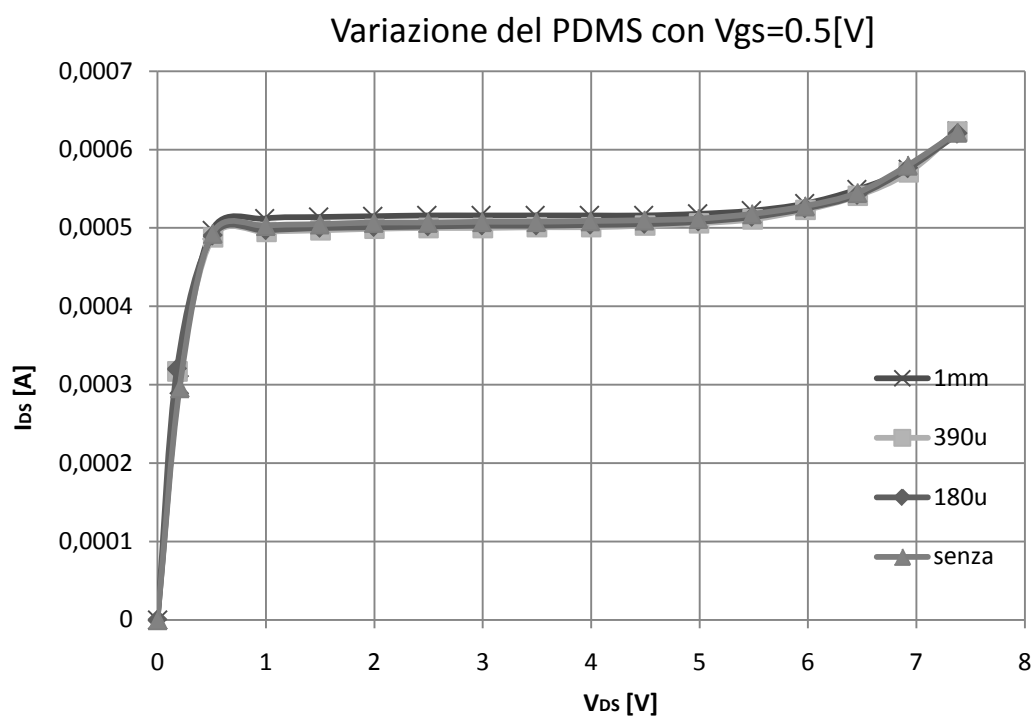


Figura 4.7: Caratteristiche tensione-corrente al variare del PDMS

Come si nota in Figura 4.7, il funzionamento del MOSFET non viene influenzato in maniera significativa dall'utilizzo del polimero protettivo PDMS.

4.3 Analisi del punto di lavoro

Vengono ora studiate due configurazioni adottate per la polarizzazione del sensore POSFET.

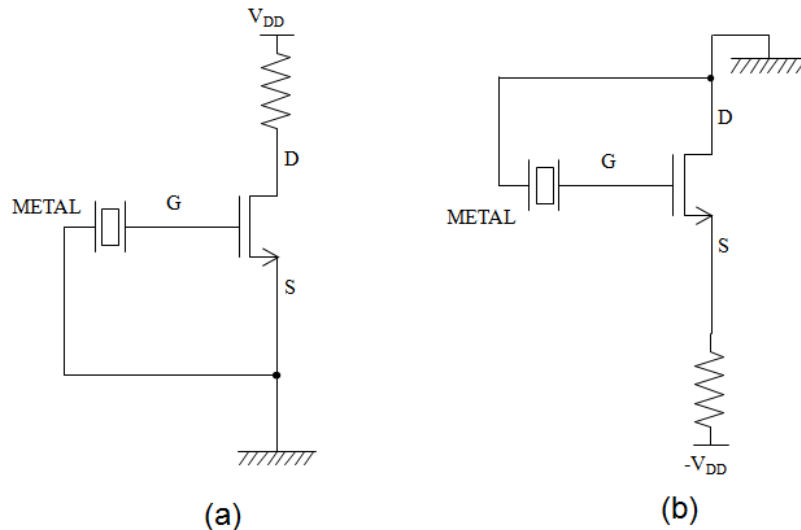


Figura 4.8: diverse configurazioni adottate durante il funzionamento del POSFET

Quando il POSFET opera in modalità *sensing*, il MOSFET lavora in una configurazione a gate flottante.

La chiave per una corretta modellizzazione del modo di funzionamento dei dispositivi *floating-gate*, è data dal calcolo accurato del potenziale di gate cui il dispositivo si porta.

Infatti, una volta che si è conosciuta la tensione V_{GS} , la modellizzazione del dispositivo a gate flottante si riduce semplicemente alla modellizzazione di un MOSFET, la cui tensione di gate è pari alla tensione V_{GS} stessa.

La relazione matematica che permette il calcolo della tensione cui si porta il terminale di gate, è determinata dall'accoppiamento capacitivo tra il gate e gli altri terminali del dispositivo.

Tradizionalmente si schematizza la sezione del dispositivo come in Figura 4.9 (19).

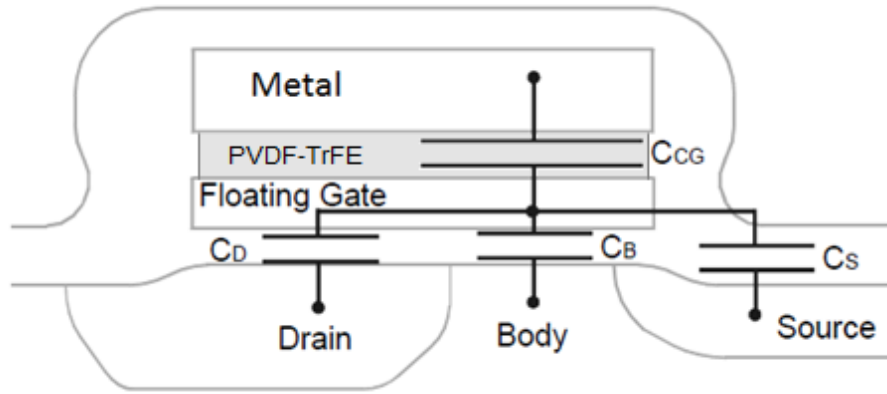


Figura 4.9: rappresentazione schematica del dispositivo *floating-gate*, dove C_{CG} , C_D , C_B , C_S , sono le capacità tra il gate e la metal, D, B e S rispettivamente

Il semplice modello sopra riportato aiuta a capire il comportamento elettrico del dispositivo.

Se non c'è carica immagazzinata nel gate, allora vale la seguente relazione:

$$0 = Q = C_{CG}(V_{FG} - V_M) + C_S(V_{FG} - V_S) + C_D(V_{FG} - V_D) + C_B(V_{FG} - V_B) \quad (4.1)$$

Dove V_{FG} è il potenziale di gate, V_M , V_S , V_D e V_B sono i potenziali della metal, di S, di D e di B rispettivamente.

È interessante notare come il potenziale di gate dipende dai potenziali di source, drain bulk e metal. Esistono varie procedure per la misura indiretta della tensione di gate, ma sono spesso scomode ed imprecise.

4.3.1 Polimero connesso tra gate e source

Si analizza di seguito la configurazione in cui il polimero è connesso tra il terminale gate ed il terminale source del MOSFET. Il circuito implementato, comprensivo dell'elettronica, è riportato in Figura 4.10.

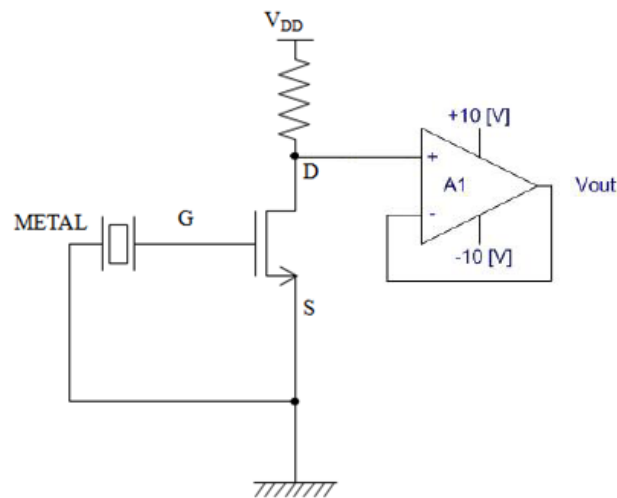


Figura 4.10: Circuito implementato per l'analisi del punto di lavoro

Viene applicata la tensione V_{DD} al circuito e si monitora la tensione in uscita per ricavare le informazioni riguardanti la corrente I_{DS} e la tensione V_{DS} , necessarie a stabilire il posizionamento del punto di lavoro.

La misura del potenziale di gate avviene in modo indiretto. Appurato il punto lungo la retta di carico nel quale si trova il punto di lavoro, tramite un generatore di tensione, si impone una tensione V_{GS} . Viene quindi fatta variare quest'ultima fino che si riscontrano i valori desiderati.

Come si nota in Figura 4.11, il MOSFET lavora in regione di saturazione. L'ampiezza della corrente I_{DS} è molto limitata (centinaia di μA), conseguenza del basso livello della tensione V_{GS} che limita l'apertura del canale.

La maggior limitazione riscontrata nell'utilizzo di tale configurazione, riguarda i tempi di assestamento del punto di lavoro. La dinamica di quest'ultimo risulta infatti molto lenta, impiegando diversi minuti (più di mezz'ora) prima di stabilizzarsi nel suo punto d'equilibrio, compromettendone così l'utilizzabilità.

Ulteriori prove sperimentali sono state svolte, evidenziando come la forza di precarico non influenzi significativamente il posizionamento del punto di lavoro, come si nota in Figura 4.12.

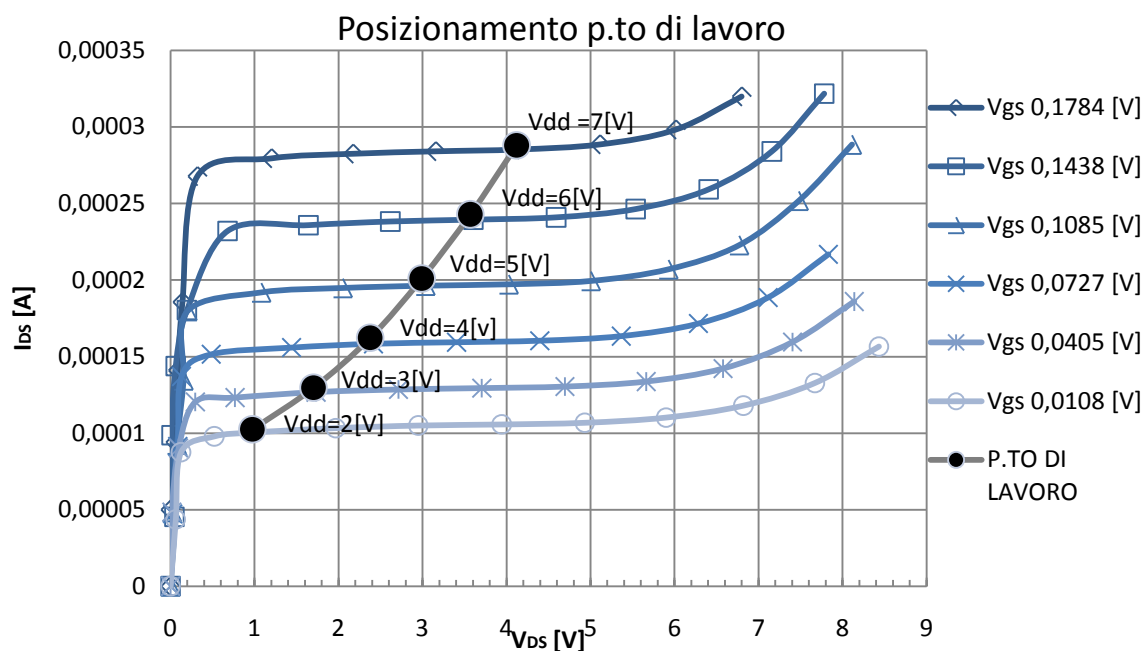


Figura 4.11: posizionamento del punto di lavoro con configurazione (a)

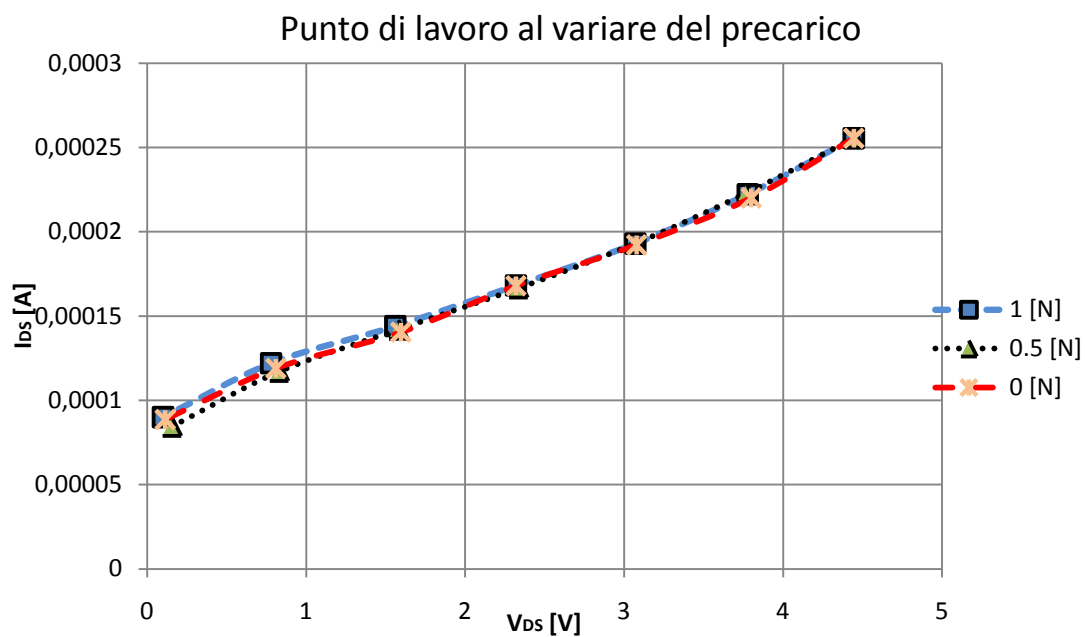


Figura 4.12: Posizionamento del punto di lavoro al variare del precarico

4.3.2 Polimero connesso tra gate e drain

Il circuito elettrico implementato per l'analisi statica del punto di lavoro, è visualizzato in Figura 4.13.

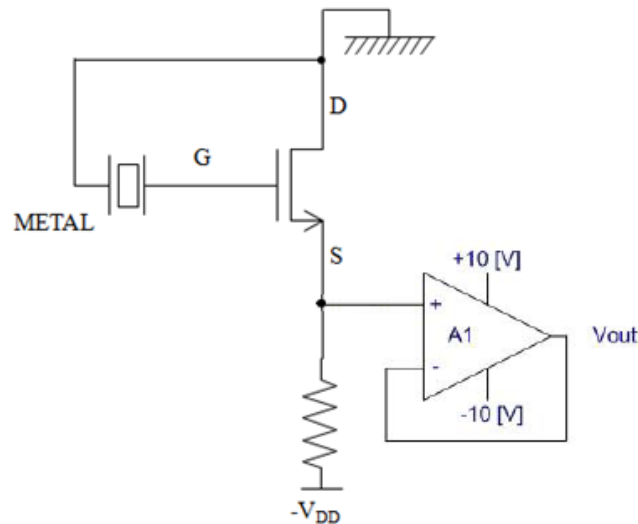


Figura 4.13: Circuito implementato per l'analisi del punto di lavoro.

In tale struttura circuitale, il polimero piezoelettrico PVDF-TrFE è connesso tra il terminale gate ed il terminale drain del MOSFET.

Un'importante differenza, rispetto la precedente configurazione, si nota nei tempi di assestamento del punto di lavoro. Il sistema impiega infatti solamente qualche minuto prima di stabilizzarsi.

Il MOSFET lavora ancora in regione lineare, anche se più prossimo al ginocchio delle caratteristiche. Tale configurazione genera una tensione di V_{GS} più elevata rispetto la precedente, consentendo così una più elevata corrente di drain.

In Figura 4.14 viene riportato il posizionamento del punto di lavoro nel piano V_{DS} Vs I_{DS} , per varie tensioni di alimentazione V_{DD}

Prove sperimentali, evidenziano come il precarico applicato al polimero piezoelettrico, non influenzi in maniera significativa il posizionamento del punto di lavoro, come si nota in Figura 4.15.

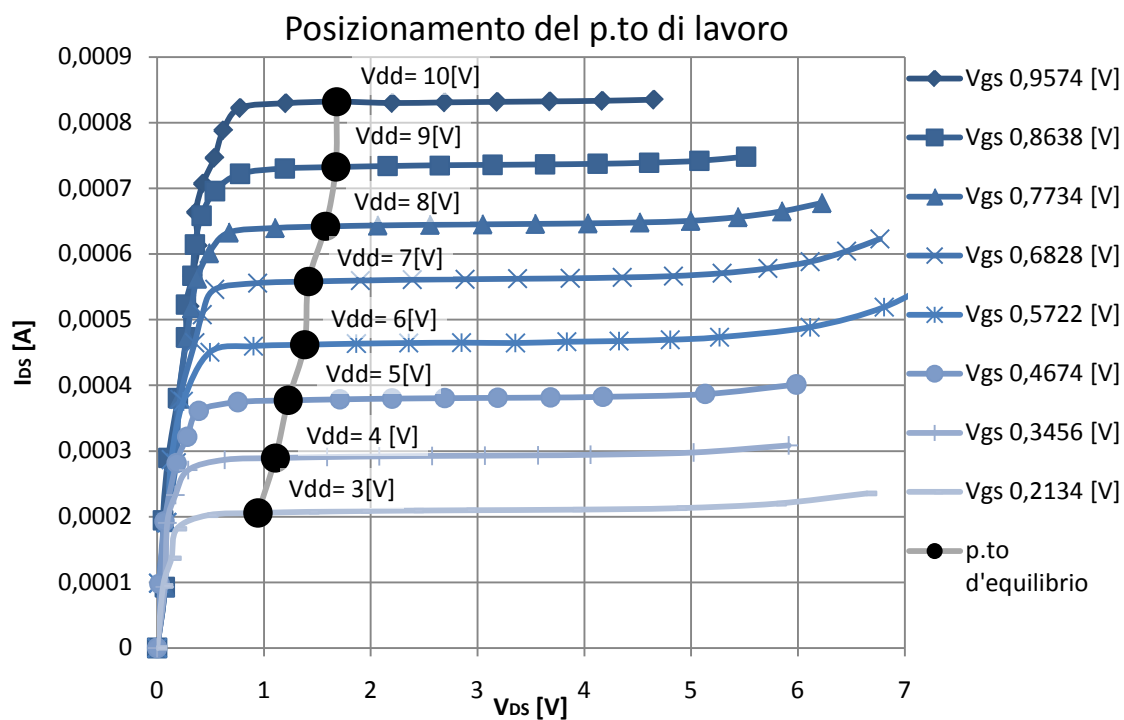


Figura 4.14: posizionamento del punto di lavoro con configurazione (b)

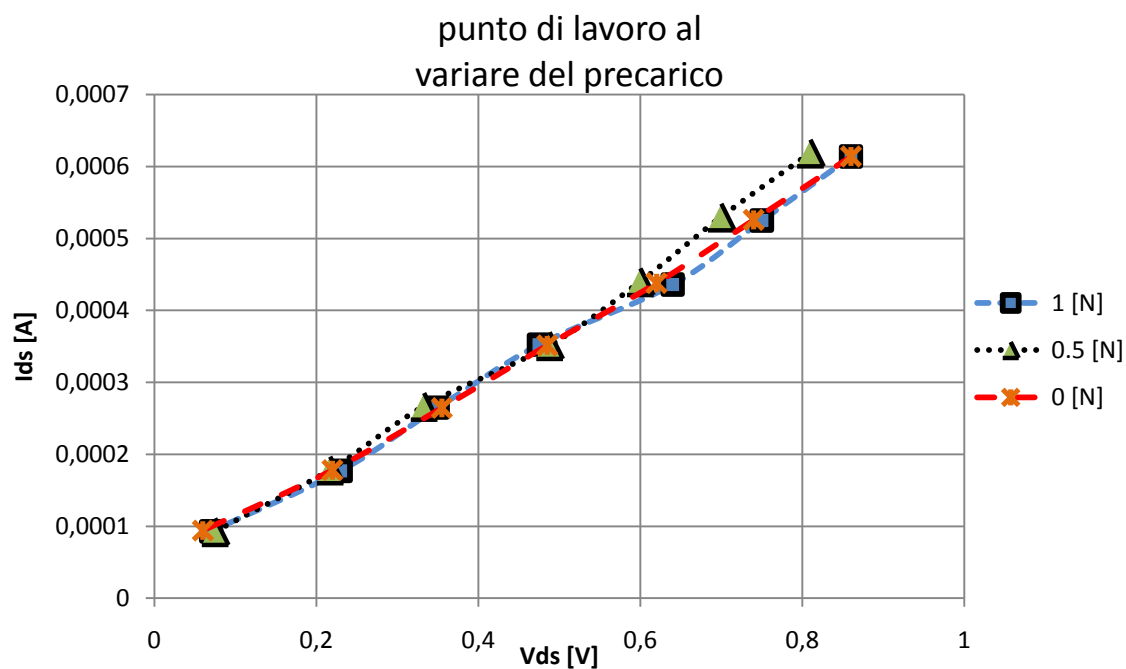


Figura 4.15: Posizionamento del punto di lavoro al variare del precarico

4.3.3 Considerazioni sull'analisi DC

In Figura 4.16 viene visualizzata la relazione tra il potenziale di gate ed il potenziale di drain o source. Tale relazione, in base all'equazione (4.1), ci fornisce indicazioni riguardanti il rapporto $V_{FG} = Q/C_T + (C_D/C_T)V_D$, nel caso di polimero connesso tra gate e drain, e $V_{FG} = Q/C_T + (C_S/C_T)V_S$, nel caso di polimero connesso tra gate e source, dove $C_T = (C_{GM} + C_S + C_D + C_B)$ e Q è la carica immagazzinata nel gate flottante.

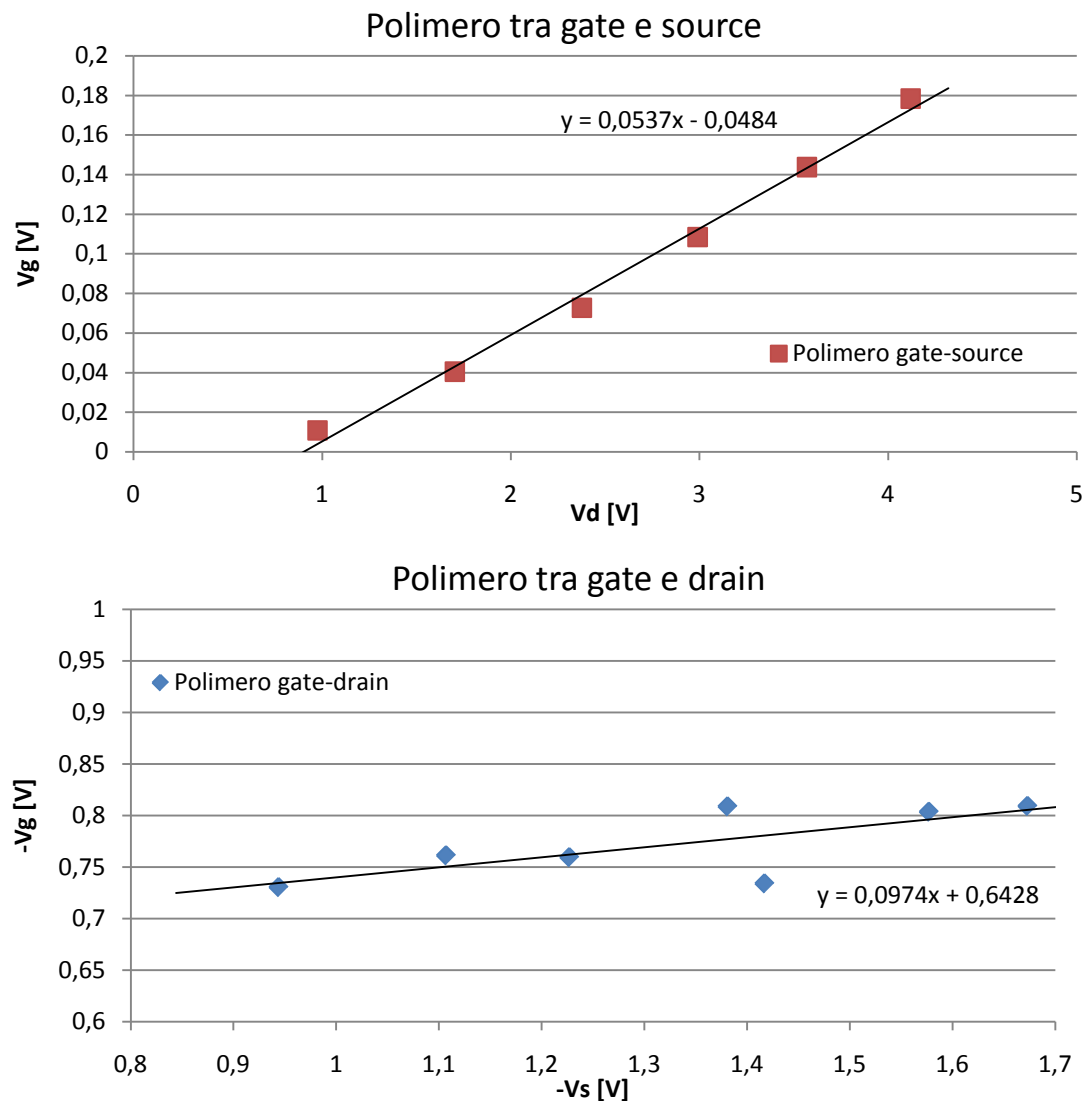


Figura 4.16: relazione tra le tensioni V_D V_S V_G e V_S V_S V_G

4.3.4 Caratterizzazione dinamica

Utilizzando la configurazione in cui il drain e la metal sono connesse a terra, Figura 4.13, sono state realizzate delle prove per eseguire una caratterizzazione dinamica del MOSFET.

Utilizzando il setup di misura visualizzato in Figura 2.2 (5), viene applicata al sensore POSFET una forza sinusoidale a 75Hz, sovrapposta ad una forza di precarico di 1N.

Lo stimolo applicato al sensore POSFET, genera uno spostamento del punto di lavoro lungo la retta di carico, come visualizzata in Figura 4.17.

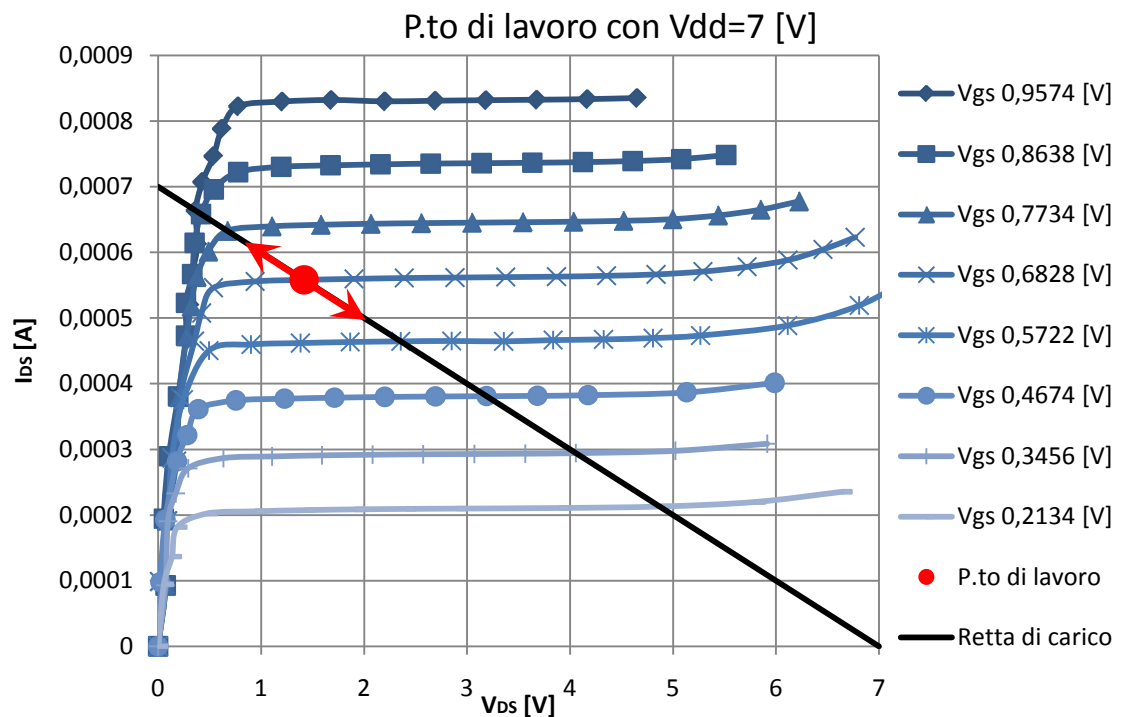


Figura 4.17: retta di carico corrispondente a $V_{dd}=7[V]$, $R=10000\Omega$.

Per capire l'entità della variazione della tensione V_{GS} , generata come conseguenza dell'applicazione della forza al polimero piezoelettrico, occorre stimare il legame tra la tensione misurata in uscita, $V_{out} = V_{SD} = -V_{DS}$, e la V_{GS} nell'intorno del punto di lavoro.

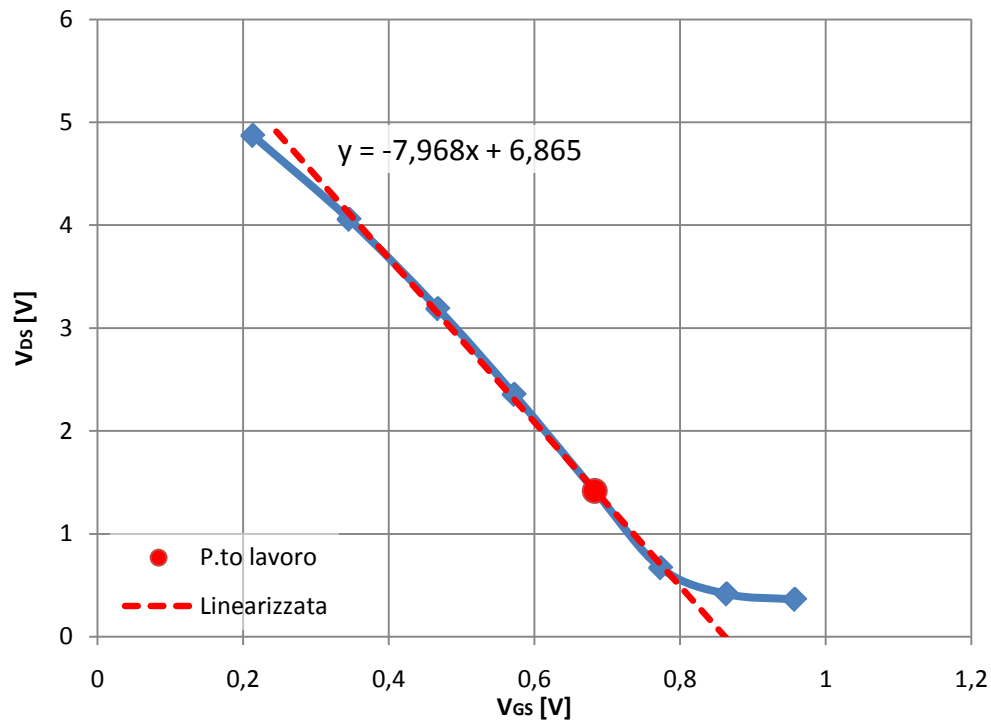


Figura 4.18: relazione V_{DS} vs V_{GS}

Il grafico in Figura 4.18 indica un legame lineare tra la tensione V_{GS} o , e la V_{DS} fintanto che il punto di lavoro si trova nella regione di saturazione, esprimibile dalla relazione (4.2). Tale linearità viene meno quando si esce da suddetta regione, mostrando un cambiamento della pendenza.

$$V_{DS} = -7,968V_{GS} + 6,865 \quad (4.2)$$

$$-\Delta V_{out} = \Delta V_{DS} = -7,968\Delta V_{GS} \quad (4.3)$$

Data l'entità molto limitata della perturbazione del punto di lavoro causata dall'applicazione della forza, si può ipotizzare che il MOSFET lavori sempre in modo lineare.

Si è quindi ottenuta una prima stima del legame $\Delta V_{out} / \Delta V_{GS}$, (4.3).

4.3.5 Prove dinamiche

A conferma dei dati ottenuti nel paragrafo precedente, viene ora imposta la tensione V_{GS} mediante un generatore di tensione. L'obiettivo sta nell'ottenere in uscita al MOSFET, lo stesso segnale ottenuto mediante la stimolazione meccanica, al fine di acquisire informazioni riguardanti la variazione ΔV_{GS} , corrispondente alla forza applicata.

La costruzione del segnale di tensione V_{GS} , avviene mediante la somma di una tensione in continua, V_{GS}^{DC} , ed una tensione sinusoidale, V_{GS}^{AC} .

Punto di partenza, è la stima dell'entità di quest'ultime, partendo dai dati ottenuti in uscita al MOSFET e dalle relazioni precedentemente ricavate.

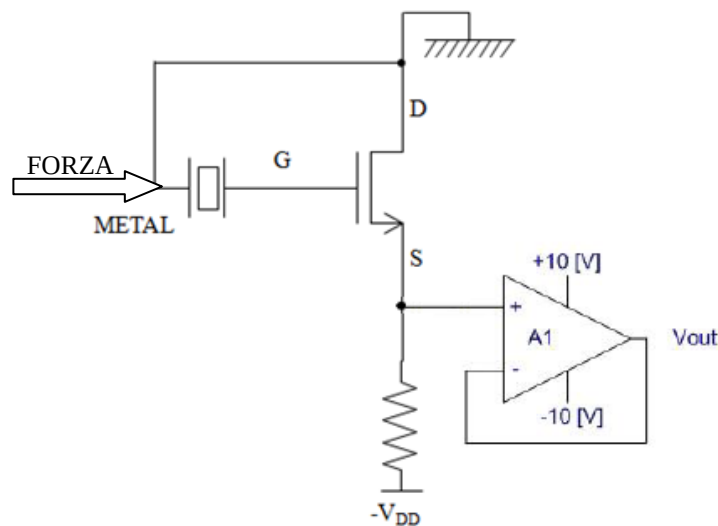


Figura 4.19: configurazione adottata per le prove dinamiche

Utilizzando la configurazione in Figura 4.19, applicata una tensione $V_{DD} = 7 [V]$, ci si aspetta un posizionamento del punto di lavoro lungo la caratteristica d'uscita corrispondente a $V_{GS} = 0.6828 [V]$, come di vede in Figura 4.17.

Misurata l'entità della ΔV_{out} si può quindi ricavare, in base all'equazione (4.3), un valore indicativo di V_{GS}^{AC} da fornire.

Lo schema elettrico implementato per ottenere la tensione V_{GS} , è riportato in Figura 4.20, il quale esegue la somma $V_G = -(V_{DC}/27 + V_{AC}/100)$

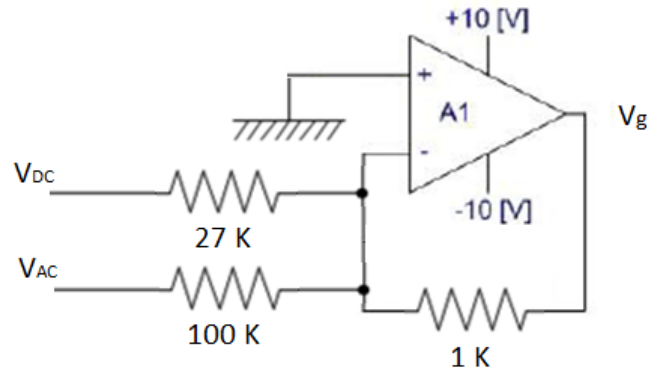


Figura 4.20: Schema implementato per ottenere V_{GS}

Dalle misure effettuate in laboratorio, si ottengono quindi le seguenti misure.

$\Delta F^{picco} [N]$	$\Delta V_{out}^{picco} [mV]$	$V_{gs}^{DC} [V]$	$V_{gs}^{ACpicco} [mV]$	$\Delta V_{out} / \Delta V_{gs}$
0.0496	5.5	0.6444	0.64	8.59
0.0988	11	0.6444	1.283	8.57
0.1529	17.1	0.6444	1.99	8.59
0.1978	22.1	0.6444	2.58	8.56
0.2518	28.1	0.6444	3.275	8.58

Tabella 4.2: forza applicata con un precarico di 1 [N] con conseguente ΔV_{out} e V_{GS}^{AC}

L'applicazione di una forza sinusoidale di ampiezza 0.0988 N e frequenza 75 Hz, corrisponde quindi all'applicazione di una tensione di ΔV_{GS} di 1,283 mV.

Il relativo guadagno tra le due tensioni ΔV_{out} e ΔV_{GS} , ottenuto sperimentalmente, risulta di 8,57, in linea con stima effettuata mediante l'analisi delle caratteristiche statiche e della retta di carico, la quale forniva un valore di 7,968.

Da sottolineare inoltre la linearità della risposta del sensore al variare dell'ampiezza della forza ad esso applicata. Conseguisce quindi un valore costante del guadagno del MOS.

Al fine di ottenere una stima del guadagno del MOS, che sia utile alla modellizzazione del sensore POSFET precedentemente studiata, occorre trovare il legame tra ΔV_{out} e ΔV_G .

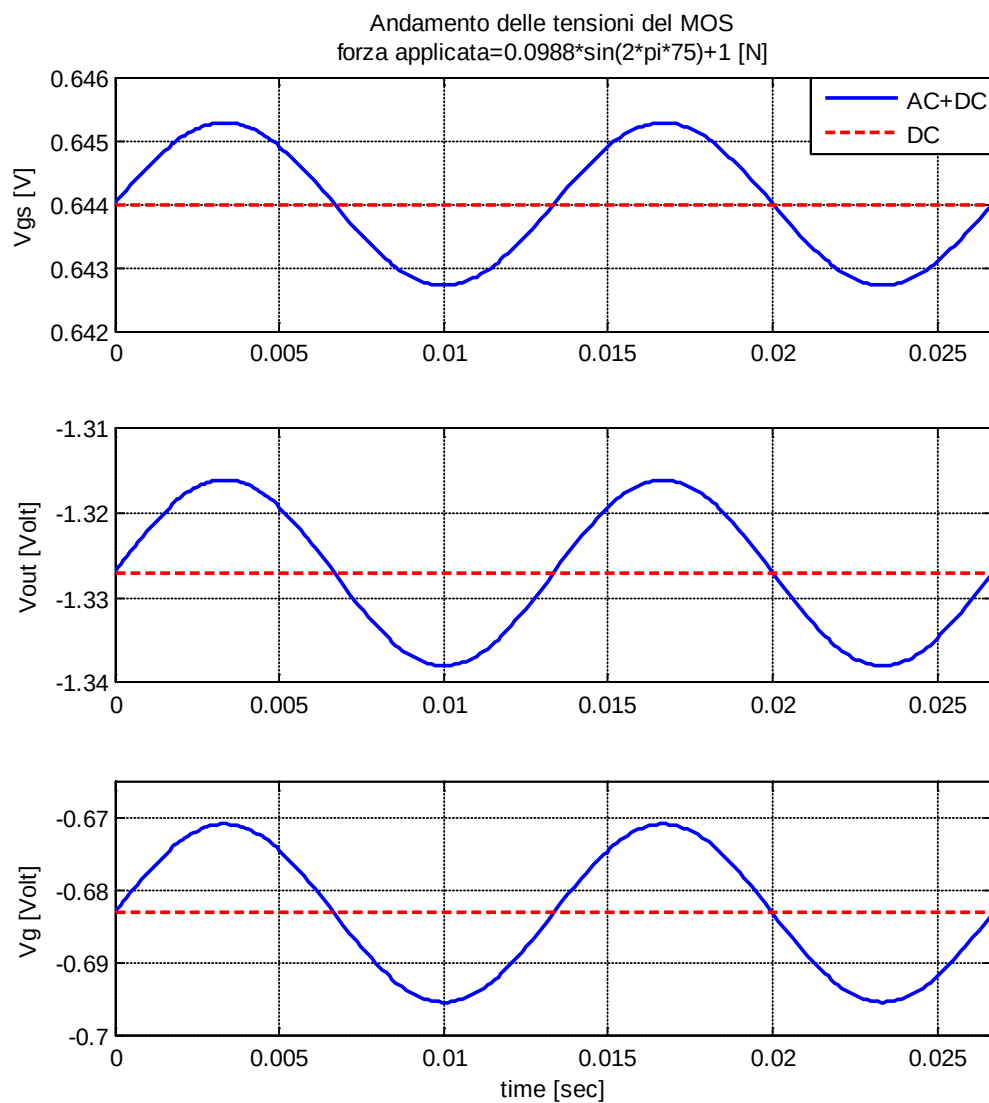


Figura 4.21: Andamento delle tensioni nel MOSFET, durante una stimolazione meccanica del POSFET

ΔV_G sta ad indicare la variazione del potenziale del gate flottante, e quindi della tensione ai capi del polimero di PVDF-TrFE.

Risulta quindi il seguente legame: $\Delta V_{out} / \Delta V_G = 1.13$.

5 Conclusioni e sviluppi futuri

In questo lavoro di tesi, si è affrontato lo studio di un nuovo sensore tattile POSFET. Partendo da dei dati ottenuti sperimentalmente in laboratorio, corrispondenti alla risposta frequenziale e temporale del sensore oggetto di studio, e dalla conoscenza delle varie componenti fisiche che costituiscono il sensore (polimero piezoelettrico e MOSFET), si è cercato un modello non lineare a parametri concentrati che ben simuli il sistema fisico.

I parametri che descrivono il modello, devono avere un nesso con le caratteristiche fisiche del sensore (quali dimensioni, proprietà fisiche, ecc..), in modo da rendere possibile un futuro *re-design* del sensore POSFET, mirato al perfezionamento della risposta tempo-frequenziale di quest'ultimo.

Le possibili strade percorribili, sono sostanzialmente due: considerare il POSFET un elemento unico, oppure separare la dinamica del piezo-polimero dalla dinamica del MOSFET, per poi opportunamente accoppiarle.

Un primo modello è stato ricavato seguendo il primo tipo di approccio. Opportune considerazioni iniziali, dettate dal campo d'impiego del POSFET e dalle sue dimensioni fisiche, hanno portato a considerare la sola dinamica del rilassamento dielettrico, trascurando quindi dinamiche di natura meccanica o derivanti dai vari coefficienti di accoppiamento.

Si è così ottenuto un modello del sensore tattile, facilmente implementabile in ambienti di simulazione quali Matlab/Simulink o PSpice, che ne simula il funzionamento.

Quest'ultimo presenta delle problematiche legate alla fisicità dei parametri, i quali, ottenuti mediante uno fitting sulla risposta temporale, presentano importanti discrepanze con i valori plausibili.

La causa ipotizzata, sta nelle troppe semplificazioni eseguite inizialmente. Si sono infatti trascurate delle dinamiche, in particolare il rilassamento meccanico del piezo-polimero.

Sviluppi futuri sono quindi legati all'inserimento nel modello di partenza, di un'ulteriore modello atto alla simulazione della dinamica meccanica, con la speranza che grazie a quest'ultimo, i parametri assumano un maggior significato fisico.

La seconda parte della tesi, riguarda lo studio del dispositivo MOSFET. Quest'ultimo rappresenta il primo componente elettronico del sensore. È utilizzato per poter quantificare l'entità della variazione di carica che si genera sulle superfici del polimero piezoelettrico come conseguenza della forza applicata.

Sono state studiate, oltre alle sue caratteristiche statiche di ingresso-uscita, il posizionamento del punto di lavoro lungo la retta di carico. Da ciò si è trovata la zona di lavoro del MOSFET durante il funzionamento del POSFET, mostrandone inoltre la dipendenza rispetto alla carica intrappolata nel gate flottante.

Si è evidenziato un funzionamento in zona di saturazione e si è quindi trovata la relazione tra la tensione ai capi del polimero piezoelettrico e la tensione in uscita dal POSFET.

Le prove sperimentali evidenziano una relazione lineare tra la carica (e quindi la forza) e la tensione in uscita dal MOSFET.

5.1 Sviluppi futuri

Partendo dalle considerazioni fatte in questa tesi, riguardanti principalmente la modellizzazione del rilassamento dielettrico del piezo-polimero con relativa implementazione circuitale, gli studi futuri proseguiranno tenendo conto anche del rilassamento meccanico. Ciò per dare una maggior correlazione tra i parametri del modello ed i parametri fisici/costruttivi del sensore.

Un'ulteriore interessante campo di impiego del POSFET, che è già in fase di sviluppo, riguarda lo *slip-detection*. Ciò avverrà grazie all'applicazione di una particolare membrana sulla superficie del sensore la cui sezione presenta un profilo

triangolare. Lo scivolamento tra la membrana e l'oggetto, grazie all'attrito presente tra i due, genererà una forza, la cui componente perpendicolare, che potrà quindi essere rilevata dal POSFET, presenterà una frequenza caratteristica che sarà l'indicatore della condizione di scivolamento.

Ulteriori sviluppi potranno essere la tessitura della superficie di contatto, la presa sicura di oggetti con feedback di forza esercitata sull'oggetto, la rilevazione di temperatura, forma, rugosità di oggetti in ambienti ostili per l'uomo.

Ulteriori studi, già in corso, prevedono inoltre lo sviluppo di un sensore POSFET di natura organica, con la pregevole qualità della flessibilità per poter essere adattati alla curvatura di superfici particolari come le dita di robot antropomorfi.

APPENDICE

Appendice A

Codice Matlab per l'esecuzione della derivata frazionale nel CPE

```

%% algoritmo di Grunwald
global f;
global N_dt;
global f_der;

dt=block.DialogPrm(1).Data;           %passo di campionamento
q=block.DialogPrm(2).Data;           %ordine frazionario
f(N_dt)=block.InputPort(1).Data;     %funzione da derivare

    N=length (f);
    Numerator=N-q-1;
    Denominator=N;
    PartialSum=f(1);
    for cc=1:1:N-1
        PartialSum=f(cc+1)+PartialSum*(Numerator-cc)/(Denominator-
cc);
    end
    f_der(N_dt)=dt^(-q)*PartialSum;
    N_dt=N_dt+1;

block.OutputPort(1).Data=f_der(N_dt-1); %funzione derivata

```

Appendice B

Simulazione Monte Carlo per la risposta frequenziale

Dal confronto tra il diagramma di bode ottenuto sperimentalmente e quello ottenuto mediante il modello identificato, si riscontrano alcune leggere incongruenze.

Risulta perciò interessante capire come ogni singolo parametro identificato possa influenzare sul diagramma di bode.

Per ottenere ciò, verrà eseguito un metodo computazionale chiamato Monte Carlo.

In pratica, il metodo Monte Carlo si basa sul fatto che una soluzione analitica diretta del problema, che permetta cioè di esplicitare direttamente il legame dell'output che si desidera ottenere con i parametri del sistema, può essere troppo onerosa o magari impossibile da ottenere. Il problema viene quindi risolto numericamente, producendo un numero N sufficientemente elevato di possibili combinazioni dei valori che le variabili di sistema possono assumere e calcolandone il relativo output, cioè il diagramma di bode, sulla base delle equazioni del modello. Per costruire ciascuna delle N combinazioni viene generata casualmente una serie di valori per ciascuna variabile di sistema, in un range prestabilito che varia in percentuale attorno al valore nominale risultante dall'identificazione.

Ripetendo al calcolatore N volte questo procedimento (con N abbastanza "grande" da permettere risultati statisticamente affidabili) otterremo N possibili diagrammi di bode, uno per ogni diversa combinazione di valori precedentemente costruiti.

Dagli N diagrammi ottenuti, si considerano solamente i valori massimi e minimi del modulo con le rispettive fasi, in maniera tale da ottenere una regione entro la quale può variare il diagramma in relazione ad una variazione percentuale di uno o più parametri.

Si visualizza di seguito l'influenza di ogni singolo parametro sul diagramma di bode.

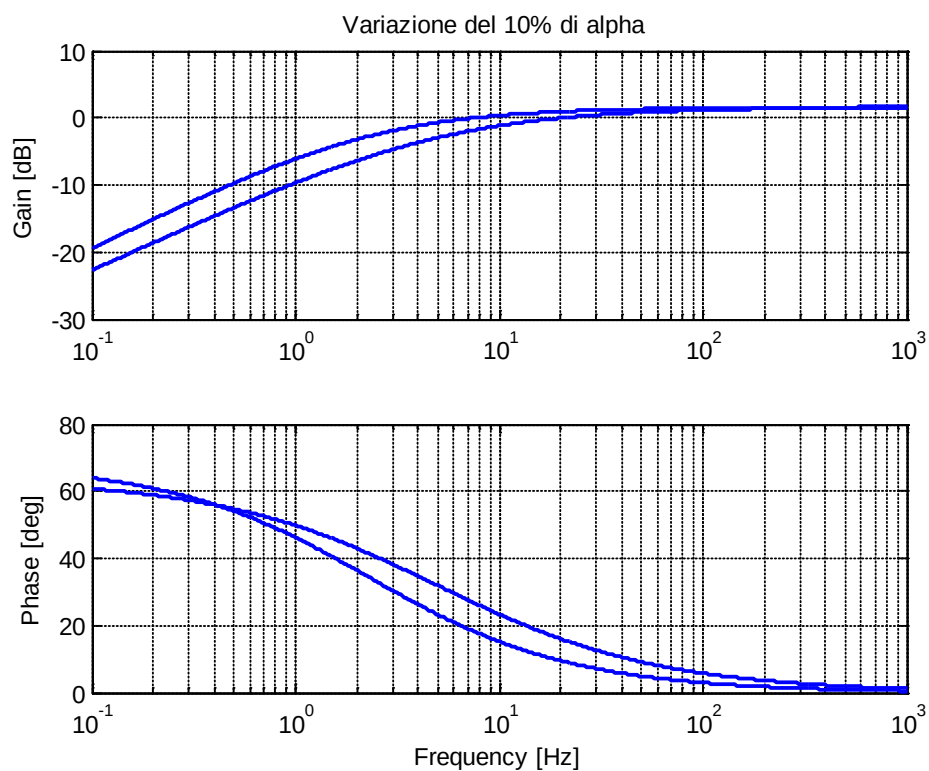


Figura 5.1: Variazione del 10% della variabile α

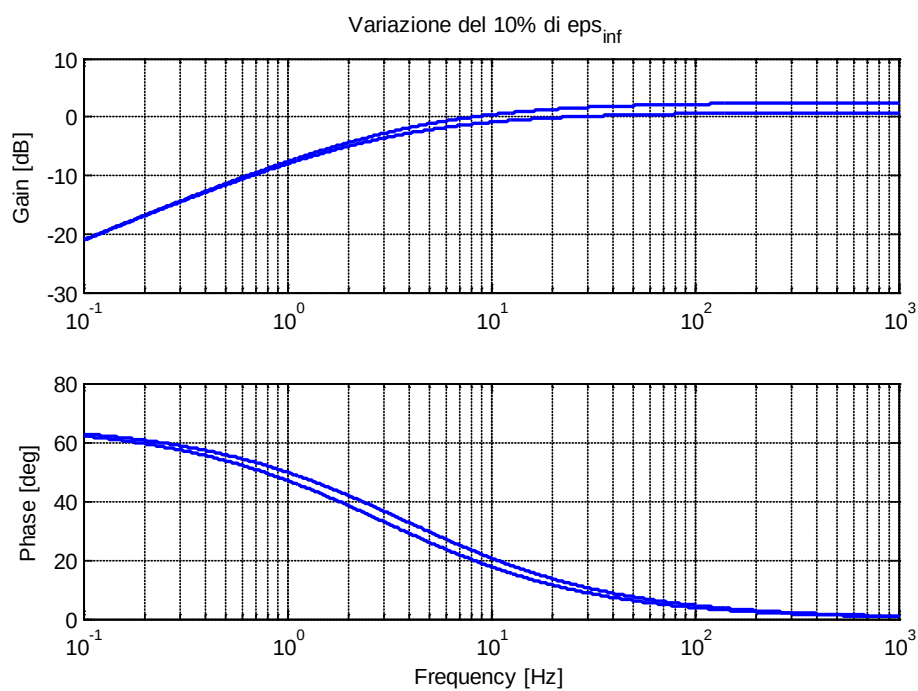


Figura 5.2: Variazione del 10% della variabile ϵ_{∞}

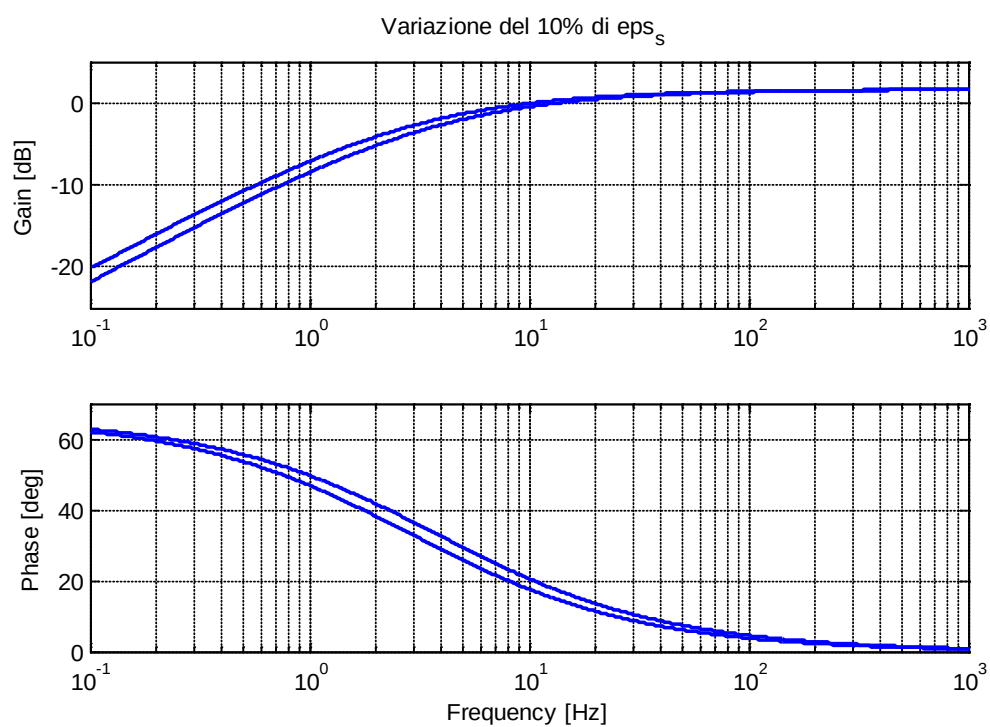


Figura 5.3: Variazione del 10% della variabile ϵ_s

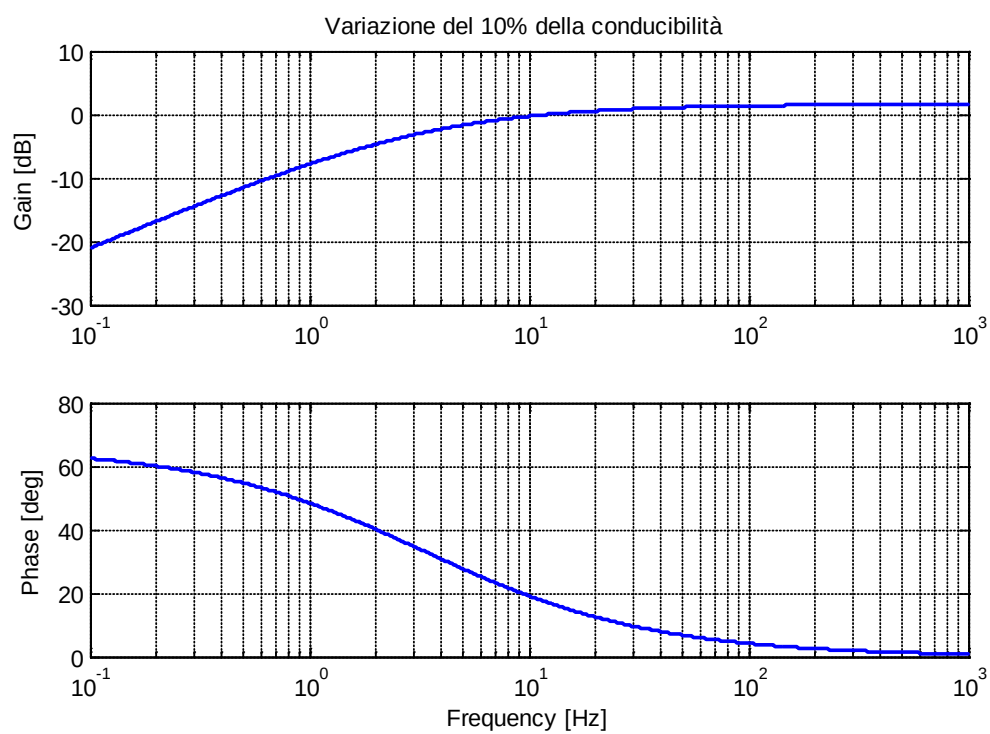


Figura 5.4: Variazione del 10% della variabile ρ

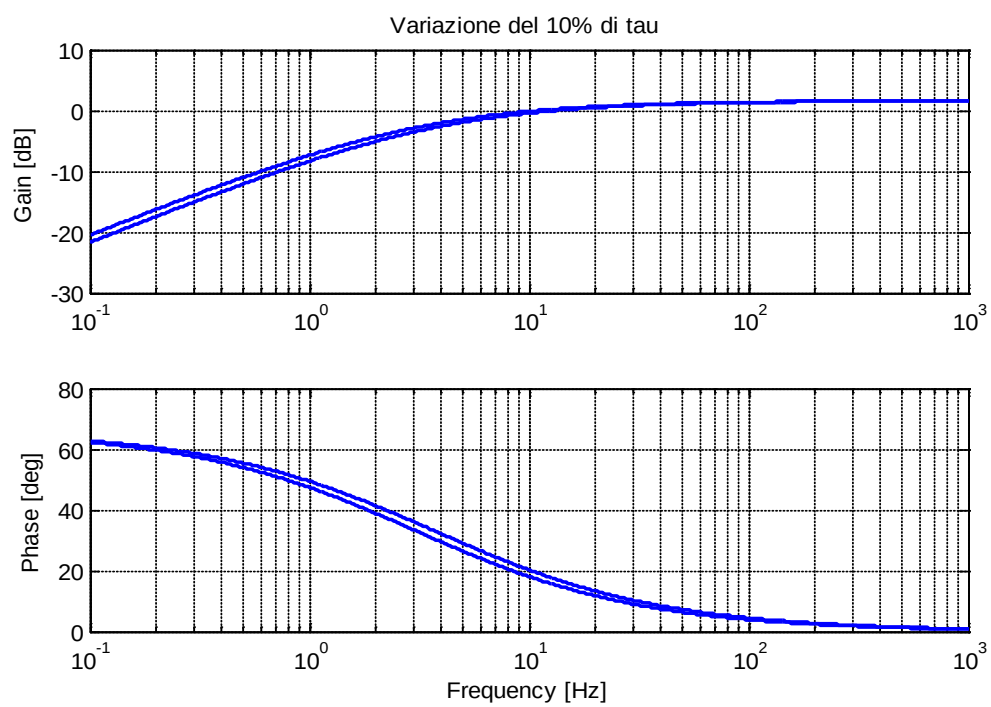


Figura 5.5: Variazione del 10% della variabile τ

Bibliografia

1. **Dahiya, R.S.** Touch Sensor for Active Exploration and Visuo-Haptic Integration. Genova : Phd Thesis Dissertation, 2008.
2. *POSFET Based Tactile Sensor Arrays.* **R.S. Dahiya, M. Valle, G. Metta and L. Lorenzetti.** Marrakech, Morocco : in IEEE ICECS '07, p. 1075-1078.
3. *Touch Sensing by Piezoelectric Polymer Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (POSFET) Device.* **R.S. Dahiya, M. Valle, G. Metta and L. Lorenzetti.** Mumbai, India : IEDST 2009, 2009, p. 1-5.
4. *Design and fabrication of POSFET Device for Tactile Sensing.* **R.S. Dahiya, M. Valle, G. Metta, L. Lorenzetti and A. Adami.** : IEEE Int. Conf. on Solid State and Actuators and Microsystems Transducer, 2009, p. 1881-1884.
5. **A.Sassaro.** Caratterizzazione di un sensore tattile per dita robotiche. Padova : Thesis Dissertation, 2009.
6. *Development and Characterization of Touch Sensing Devices for Robotic Applications.* **R.S. Dahiya, M. Valle, R. Oboe, D. Cattin.** Porto, Portugal : In Proceedings the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2009), November 2009.
7. *An American National Standard: IEEE Standard on Piezoelectricity.* **Standards Committee of the IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control Society.** New York : The Institute of Electrical and Electronics Engineers, ANSI/IEEE Std. 167-1987, 1987.
8. *Damping and electromechanical energy losses in the piezoelectric polymer PVDF.* **Aleksandra M. Vinogradov, V. Hugo Schmidt, George F. Tuthill, Gary W. Bohannon.** s.l. : Mechanics of Materials, October 2004, Vol. 36, Issue 10, p. 1007-1016.
9. *Atomistic modelling of processes involved in poling of PVDF.* **Ramos M.M.D., Correia H.M.G., Lanceros-Mendez S.** : Computational Materials Science, 2005, 33 (1-3), p. 230-236.

10. **Kao, Kwan Chi.** *Dielectric Phenomena in Solids.* : Elsevier Academic Press, 2004.
11. *Piezoelectric relaxation in polimer and ferroelectric composites.* **Prasad, G.S. Kumar and G.** 28, 1993, J. of Materials Science, p. 2545-2550.
12. **H.S.Nalwa, N.S.Nalwa.** *Ferroelectric Polymers - Chemistry: Physics, and Applications.* : Marcel Dekker Inc., 1995.
13. *Piezoelectric and pyroelectric properties of ferroelectric Langmuir–Blodgett polymer films.* **A.V.Bune, et al.** 11, s.l. : J. Appl. Phys., June 1999, Vol. 85, p. 7869-7873.
14. *A Cluster Approach to the Structure of Imperfect Materials and Their Relaxation Spectroscopy.* **L. A. Dissado and R. M. Hill.** : Proc. R. Soc. Lond., 1983, A390, p. 131-180.
15. **Bohannan, G.W.** Application of Fractional Calculus to Polarization Dynamics in Solid Dielectric Materials. Bozeman, Montana : PhD Thesis Dissertation, Montana State University, November 2000.
16. **E Riande, R Díaz-Calleja.** *Electrical properties of polymers.* NewYork : Marcel Dekker Inc., 2004, p. 182.
17. *A model for the simulation of relaxation phenomena in dielectrics.* **G. D. Esposti and D. Tommasini.** : IEEE Trans. Electrical Insulation 25, 1990, p. 617-621.
18. *Low frequency ac conduction and dielectric relaxation behavior of solution grown and uniaxially stretched poly(vinylidene fluoride) films.* **Ramadhar Singh, Jitendra Kumar, Rajiv K. Singh, Amarjeet Kaur, R.D.P. Sinha, N.P. Gupta.** : Polymer, 26 june 2006, Issue 16, Vol. 47, p. 5919-5928.
19. **Paolo Pavan, Luca Lancher, Andrea Marmiroli.** *Floating gate device: operation and compact modeling.* s.l. : Kluwer Academic Publisher.

RINGRAZIAMENTI

Giunto alla fine del percorso universitario, desidero ringraziare tutti coloro che hanno condiviso con me questi anni.

Innanzitutto un enorme grazie a tutta la mia numerosa famiglia, in particolare i genitori che mi hanno sempre sostenuto ed incoraggiato, i fratelli e le sorelle che mi sono sempre stati vicini e hanno sempre creduto in me.

Come non menzionare la mia fidanzata, sempre al mio fianco e che mi ha aiutato con la sua gioia e spensieratezza.

Un grazie agli “storici” compagni di studio, Filippo e Giovanni, che hanno condiviso gioie e dolori degli ultimi dieci anni rendendo divertenti anche i periodi più stressanti, e a tutti gli amici e compagni universitari.

Rivolgo la mia gratitudine all’Università di Padova, che mi ha permesso di sostenere i costi universitari attraverso preziose borse di studio.

Un doveroso ringraziamento al Prof. Roberto Oboe, che mi ha dato l’opportunità, negli ultimi mesi da tesista, di prendere parte a questo progetto, affiancandomi all’Ing. Davide Cattin, sempre disponibile a chiarire i miei dubbi e colmare le mie lacune.

Infine un grazie alla mia compagnia di amici. Anche la loro amicizia ha contribuito al raggiungimento di questo importante traguardo.