

UNIVERSITÀ DI PADOVA



FACOLTÀ DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA

## **Sviluppo di un set-up di misura innovativo per lo studio del fenomeno del dielectric charging in dispositivi RF-MEMS**

Relatore: Ch.mo Prof. Gaudenzio Meneghesso

Correlatore: Ing. Augusto Tazzoli

Laureanda: Francesca Mattiuzzo

Anno Accademico 2010/2011





*Università degli Studi di Padova*

---

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA

## **Sviluppo di un set-up di misura innovativo per lo studio del fenomeno del dielectric charging in dispositivi RF-MEMS**

Relatore:

**Ch.mo Prof. Gaudenzio Meneghesso**

Correlatore:

**Ing. Augusto Tazzoli**

Laureanda :

**Francesca Mattiuzzo**



*Introduzione*

**Capitolo 1:   MODELLIZZAZIONE MECCANICA DEGLI SWITCH RF-MEMS:  
                  ANALISI STATICA**

1.1 Descrizione fisica degli switch RF.....	1
1.1.1 Descrizione fisica degli switch RF resistivi .....	2
1.1.2 Descrizione fisica degli switch RF capacitivi.....	4
1.2 Costante elastica di uno switch RF-MEMS .....	5
1.2.1 Costante di molla di una trave ancorata ai due estremi.....	5
1.2.2 Componente della costante di molla dovuta a stress residuo.....	9
1.2.3 Componente non lineare della costante di molla.....	11
1.2.4 Effetto dei buchi nella trave.....	11
1.2.5 Costante di molla per travi Low-K.....	12
1.2.6 Costante di molla per travi a sbalzo.....	13
1.2.7 Costante elastica di una membrana circolare.....	15
1.3 Attuazione elettrostatica.....	16

**Capitolo 2:   AFFIDABILITÀ SWITCH RF-MEMS**

2.1 Cause di malfunzionamento di RF-MEMS.....	20
2.2. Il fenomeno del Dielectric Charging .....	21
2.3. Analisi dell'intrappolamento di carica .....	23
2.3.1 Modello del condensatore a facce piane.....	25
2.3.2 Tensioni di pull-in/out per ponte rigido.....	27
2.3.3 Tensioni di pull-in/out per ponte deformabile.....	34
2.3.4 Carica equivalente e air-gap uniformi.....	36
2.3.5 Carica equivalente distribuita secondo una V.A. e air-gap uniforme.....	36

2.3.6 Air-gap distribuito secondo una V.A. in assenza di carica equivalente.....	37
2.3.7 Carica equivalente uniforme e air-gap distribuito secondo una V.A.....	38
2.3.8 Carica equivalente e air-gap distribuiti secondo due V.A.....	39
2.4 Strategie adottate per contrastare il Dielectric Charging.....	39

**Capitolo 3: INTRAPPOLAMENTO DI CARICA IN DISPOSITIVI DIELECTRIC-LESS DURANTE L'ATTUAZIONE PROLUNGATA**

3.1 Polarizzazione continua .....	42
3.1.1 Set-up di misura.....	43
3.2 Risultati sperimentali.....	43
3.3 Analisi dei risulti ottenuti.....	48
3.4 Descrizione fisica degli switch dielectric-less.....	52
3.5 Processo per la realizzazione degli switch RF-MEMS.....	53
3.6 Descrizione del sistema di misura.....	56
3.6.1 DC Sweep one side.....	54
3.6.2 Programmi Lab-View .....	56
3.6.3 Profilometro PolyTec MSA-500.....	58
3.7 Variazione delle curve $S_{11}$ -V e $S_{21}$ -V.....	63
3.7.1 Analisi della fase di recupero.....	64
3.7.2 Attuazione prolungata a 80V.....	66
3.7.3 Analisi della fase di recupero dello stress a 80V .....	67
3.7.4 Attuazione prolungata a 90V .....	68
3.7.5 Analisi della fase di recupero dello stress a 90V.....	69
3.8 Riassunto delle misure effettuate.....	70
3.9 Osservazione sulle correnti .....	72

**Capitolo 4: ATTUAZIONE ALTERNATIVA DI DISPOSITIVI MEMS**

4.1 Descrizione dei dispositivi utilizzati.....	75
4.2 Analisi lineare della dinamica di uno switch RF-MEMS.....	76

4.3	Nozioni fondamentali di teoria dei gas.....	78
4.4	Il coefficiente di smorzamento.....	79
4.5	Tempo di switching.....	81
4.6	Tempo di release.....	84
4.7	Quantificazione della pressione da applicare.....	84
4.8	Descrizione del sistema si misura.....	85
4.9	Sensore di pressione.....	89
4.9.1	Programma in LabView.....	93
4.10	Analisi dei risultati ottenuti.....	94
4.11	Le problematiche.....	95
4.12	Resistenza di contatto.....	96
4.13	Variazione della resistenza di contatto.....	97
4.14	Perché è importante conoscere la dinamica di uno switch RF-MEMS.....	99
4.15	Risultati positivi nell'impiegare questo set-up sui MEMS per energy-scavery...	100

***Conclusioni***

***Appendice A***

A.1.	I parametri di scattering (S-parameter) .....	I
A.2.	Derivazione dei parametri di scattering .....	III
A.3	Relazione fra parametri S e potenza dell'onda viaggiante .....	XI

***Elenco delle figure***

***Elenco delle tabelle***

***Bibliografia e Sitologia***



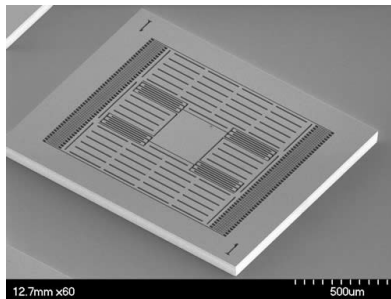


## *Introduzione*

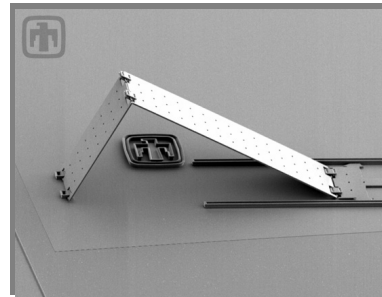
---

Il lavoro sviluppato in questa tesi è focalizzato allo studio del fenomeno dell'intrappolamento di carica in dispositivi MEMS, in particolare in interruttori privi dello strato di ossido. Si propone in oltre, un set-up di misura innovativo per supporta lo studio e le misurazioni delle caratteristiche elettro-meccaniche degli switch, eliminando eventuali fenomeni parassiti dovuti proprio al fenomeno del dielectric charging.

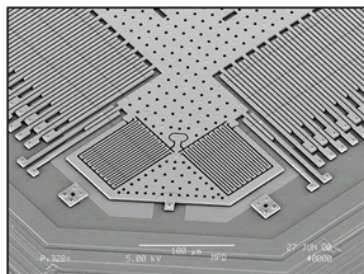
In prima battuta è però necessario dare un'idea di cosa s'intende per tecnologia *MEMS*: l'acronimo MEMS sta per *Micro-Electro-Mechanical-Systems*, ovvero sono dispositivi miniaturizzati realizzati con tecniche di microlavorazione, tipiche dei circuiti integrati, ma che hanno la caratteristica di combinare funzioni meccaniche ed elettriche. Questa tecnologia trova varie applicazioni, ad esempio nel campo dell'ottica per la realizzazione di microspecchi (interruttori ottici) o anche sensori (accelerometri, giroscopi, pressione, ect...), attuatori (micromotori, testine di stampa ink-jet, ect...), sistemi Lab-On-Chip per l'analisi del DNA e dispositivi per applicazioni a radiofrequenza (induttori, risonatori, interruttori, ect...).



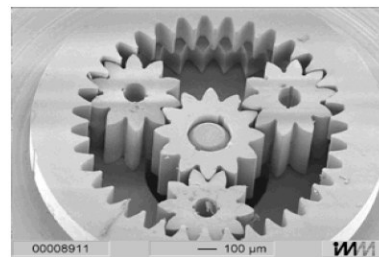
a)



b)



c)



d)

Figura 1: a) micro-accelerometro b) specchio c) accelerometro d) micro-ingranaggi

Per quanto riguarda le applicazioni a radio frequenza, negli ultimi decenni la gran parte dei sistemi di telecomunicazione sono stati realizzati impiegando dispositivi allo stato solido (come diodi pin o transistor ad effetto di campo), i quali però sono causa di forti perdite nei front-end e basso SNR dovuto alle numerose non linearità intrinseche. L'avvento della tecnologia MEMS, grazie alle ridotte dimensioni ( $\mu\text{m-nm}$ ), ai bassi consumi di potenza ( $\mu\text{W}$ ), alle basse perdite d'inserzione (0.02dB-0.2dB) e all'eccellente linearità, rappresenta una validissima prospettiva per ovviare agli inconvenienti tecnologici propri dei dispositivi allo stato solido. Bisogna però riconoscere che vi sono alcuni aspetti tecnologici, come l'affidabilità, la limitata potenza sostenibile, i tempi di commutazione e la difficoltà di trovare il giusto involucro protettivo (package), ai quali occorre trovare una soluzione appropriata.

Per quanto riguarda questa tesi il dispositivo chiave è l'interruttore MEMS; è curioso sottolineare che in origine la sigla MEMS significa proprio Micro-Electro-Mechanical-Switches, questo in quanto il primo dispositivo MEMS fu realizzato circa 30 anni fa presso i laboratori IBM (San Jose, CA, USA) e si trattava proprio di un interruttore micro-elettromeccanico che utilizzava le tecniche di fabbricazione dei semiconduttori per realizzare una struttura meccanica in silicio attuabile elettricamente. In questo modo si sono poste le basi per la realizzazione d'interruttori MEMS di piccole dimensioni. Attualmente gli switch RF-MEMS soffrono ancora di molti problemi affidabilistici che ne limitano sia la produzione a livello commerciale che l'utilizzo in applicazioni si nicchia, come ad esempio le applicazioni satellitari. In particolare, la presenza di parti meccaniche mobili introduce una nuova classe di problematiche che normalmente non sono presenti nei circuiti integrati e che richiedono quindi uno studio dedicato.

Questa tesa è costituita da quattro capitoli:

- Il *primo capitolo* descrive gli switch RF-MEMS e la loro modellizzazione elettromeccanica dal punto di vista matematico. Dopo una veloce panoramica della tecnologia RF, vengono presentati i principi fisici di funzionamento degli switch, dal modello meccanico, all'analisi statica, mentre lo studio dinamico è contenuto nel capitolo quattro.
- Il *secondo capitolo* presenta una veloce panoramica delle cause di malfunzionamento degli switch RF-MEMS, fenomeni che ne pregiudicano l'affidabilità. In particolare, si è preso in esame la problematica d'intrappolamento di carica nell'ossido, riportando una ampia descrizione del fenomeno, gli effetti che esso provoca sul dispositivo e le possibili soluzioni attualmente adottate per cercare di contenerlo.

- Il *terzo capitolo* è incentrato sulle prove di attuazione prolungata e l'analisi dei risultati ottenuti da queste; i dispositivi testati sono sia switch "classici", sia switch privi dello strato di ossido. Si descrive in oltre, il processo per la realizzazione di questi dispositivi e i sistemi di misura utilizzati per svolgere i test. È stata predisposta un'appendice per i richiami teorici sui parametri di scattering e le linee di trasmissione in quanto la caratteristica elettrica, viene fatta acquisendo i parametri-S alla porta d'ingresso e alla porta d'uscita del dispositivo.
- Il *quarto capitolo* descrive una soluzione innovativa sperimentata in questo progetto di tesi che consiste nel tentativo di mettere in vibrazione la membrana degli switch RF-MEMS, allo scopo di misurarne la frequenza di risonanza, in un modo veloce ed indipendente dall'attuazione elettrostatica propria dei dispositivi. Si è quindi tentata una loro attuazione attraverso l'applicazione di una pressione d'aria sul ponte. Riuscire in un'attuazione di questo tipo significherebbe non ricorrere all'applicazione di una tensione elettrica e quindi annullare l'eventuale accumulo di carica nel dielettrico.



# *Capitolo 1*

## Modellizzazione elettromeccanica degli switch RF-MEMS: analisi statica

### **1.1 Descrizione fisica degli switch RF**

Esistono due tipi fondamentali di switch usati nella progettazione di circuiti RF: gli switch serie e gli switch shunt [1] [2]. Lo switch serie idealmente si comporta come un circuito aperto quando non vi è nessuna polarizzazione applicata (*up-state position*); se allo switch viene applicata una tensione di polarizzazione questo offre una bassa impedenza al segnale RF (*down-state position*). Idealmente tali switch dovrebbero avere un isolamento infinito in up-state position e zero perdite di inserzione (*insertion loss*) una volta attuati; in pratica l'isolamento per un segnale da 1 GHz è intorno a -50, -60 dB, mentre le perdite di inserzione si stimano in -0.1, -0.2 dB per segnali che vanno da 0.1 a 40 GHz. Lo switch shunt è posto in parallelo fra la t-line e la massa del circuito: quando non è attuato si comporta idealmente come un circuito chiuso e lascia quindi passare il segnale sulla linea, quando viene attuato il segnale RF viene deviato verso massa annullando la tensione sulla linea. In teoria, uno switch shunt è caratterizzato da un insertion loss pari a zero quando non è attuato e da un alto isolamento una volta polarizzato: in pratica degli switch ben progettati presentano perdite di inserzione pari a -0.04, -0.1 dB per segnali che vanno da 5 a 50 GHz, e un isolamento accettabile, -20 dB, per segnali da 10 a 50 GHz. Per realizzare tali tipologie di switch (serie e shunt) vi sono due modalità distinte: gli switch resistivi e quelli capacitivi.

### 1.1.1 Descrizione fisica degli switch RF resistivi

Gli switch resistivi sono utilizzati per realizzare entrambe le tipologie di layout. Fondamentalmente sono costituiti da una trave ancorata MEMS che, polarizzata da una tensione esterna, si abbassa realizzando un corto circuito fra due estremità della t-line (**serie**) (figura 1.1 e figura 1.2) o fra t-line e massa (**shunt**) (figura 1.3 e figura 1.4). Per i dispositivi shunt si noti il collegamento presente fra ponte e massa.

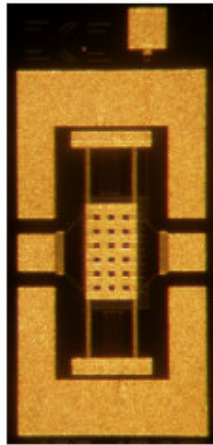


Figura 1.1: Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, travi dritte)

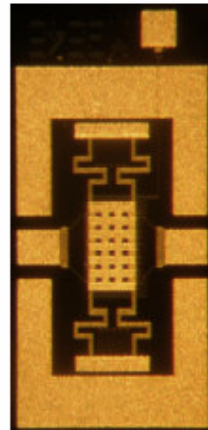


Figura 1.2: Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, a meandri)

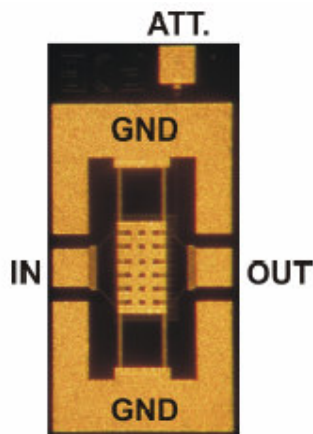


Figura 1.3: Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, travi dritte)

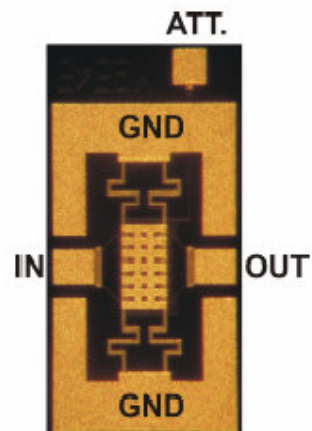


Figura 1.4: Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, a meandri)

La tensione di attuazione dipende dalle dimensioni del dispositivo, dall'air-gap e dalla costante di molla, ma generalmente va dai 15 ai 50 V. Tali switch sono caratterizzati da tre porte: ingresso (IN), uscita (OUT) e pad di polarizzazione (ATT.). Nelle figure 1.5, 1.6, 1.7 e 1.8 sono visibili delle immagini al profilometro di due dispositivi (uno a travi dritte e uno a meandri).

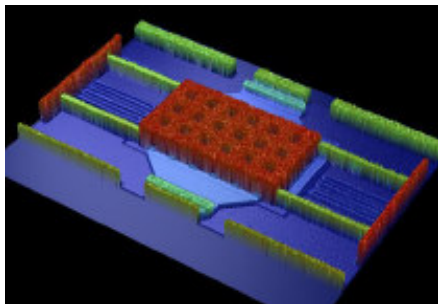


Figura 1.5: Immagine al profilometro di un RF-MEMS a travi dritte

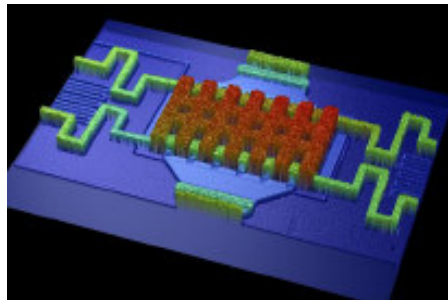


Figura 1.6: Immagine al profilometro di un RF-MEMS a meandri

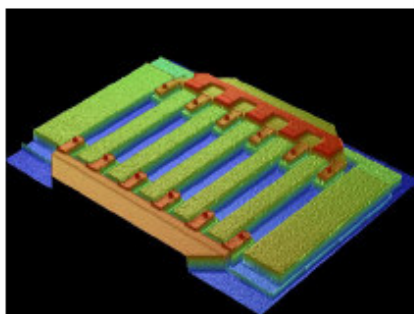


Figura 1.7: Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte

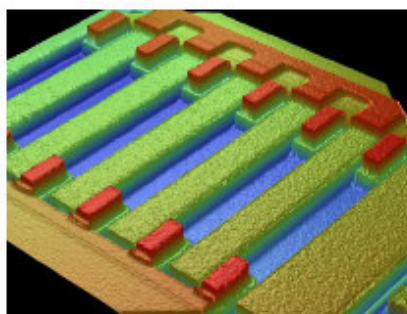


Figura 1.8: Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte

In figura 1.9 si possono vedere le estremità della t-line (*Signal fingers*) che la trave va a contattare quando è attuata e le piste che portano il segnale di polarizzazione al dispositivo (*Actuation fingers*). In figura 1.10 è invece proposto un ingrandimento della struttura del ponte MEMS.

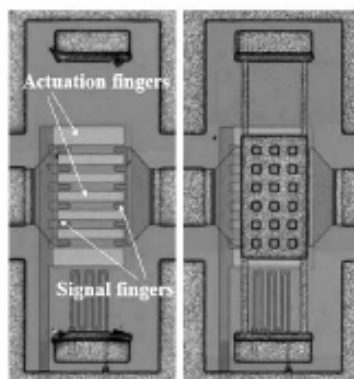


Figura 1.9: Switch resistivo visto dall'alto con e senza trave MEMS



Figura 1.10: Ingrandimento della trave MEMS di uno switch RF MEMS. La figura in basso mostra la posizione che assume la trave a dispositivo attuato

### 1.1.2 Descrizione fisica degli switch RF capacitivi

Ciò che distingue gli switch capacitivi da quelli resistivi è che la tensione che serve per attuare il dispositivo non viene più fornita esternamente tramite un apposito pad, ma si sfrutta la componente continua del segnale RF per fornire la potenza necessaria ad auto attuare il dispositivo. Il funzionamento è concettualmente semplice: tra la trave MEMS e la t-line (dispositivo serie) o la massa (dispositivo shunt) vi è una capacità che al passaggio del segnale RF risente della forza di attrazione elettrostatica e tende ad avvicinare le due strutture realizzando così una variazione di capacità significativa che alle alte frequenze viene vista approssimativamente come uno short (figura 1.11).

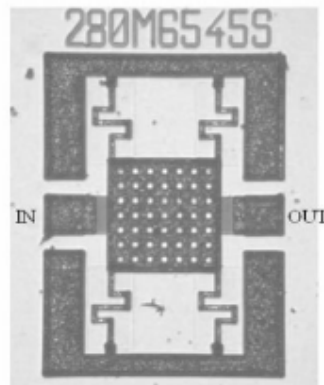


Figura 1.11: Switch RF MEMS capacitivo

Rispetto agli switch resistivi si nota immediatamente l'assenza del pad di polarizzazione e del relativo circuito per portare il segnale al ponte MEMS. La presenza di un sottile strato di dielettrico fra il ponte MEMS e la t-line, o la massa, fa sì che non vi sia un contatto diretto fra le due strutture. Ciò comporta che, mentre gli switch resistivi funzionano bene anche alle basse frequenze grazie alla tensione di polarizzazione esterna e al contatto diretto con la t-line o la massa, gli switch capacitivi soffrono molto come prestazioni per segnali al di sotto dei 6 GHz. In particolare negli switch capacitivi bisogna usare un bias-tee per sommare al segnale RF la componente continua necessaria ad attuare il dispositivo e in generale questi dispositivi presentano dei parametri di scattering nettamente inferiori agli switch di tipo resistivo.



## 1.2 Costante elastica di uno switch RF-MEMS

Per comprendere appieno il funzionamento degli switch MEMS RF è opportuno presentare il modello meccanico che sta alla base di tali dispositivi e in generale di un qualsiasi altro dispositivo MEMS composto da travi semoventi [3] [4].

### 1.2.1 Costante di molla di una trave ancorata ai due estremi

Il primo passo nella modellizzazione meccanica di uno switch RF MEMS consiste nel derivare la sua costante di molla. Per piccoli spostamenti del ponte rispetto alla sua posizione di riposo, il legame tra forza applicata  $F$  (N) e conseguente deformazione  $\Delta g$  (m) è di tipo lineare  $F = k\Delta g$ . La quantità  $k$  (N/m) che misura la proporzionalità tra causa ed effetto è la costante di molla. Considerando una trave ancorata ai due estremi la sua costante di molla  $k$  si può dividere in due parti:

- $k'$ : dovuta alla rigidezza del ponte; dipende dalle caratteristiche del materiale di cui esso è fatto (modulo di Young  $E$  (Pa)) e dalla sua geometria (momento d'inerzia  $I$  ( $m^4$ ));
- $k''$ : dovuta allo stress residuo  $\sigma$  (Pa) nel ponte; essa dipende dal processo di produzione.

Dapprima si vuole derivare l'espressione della  $k'$  per una trave sottoposta ad un carico concentrato  $P$  (N) nel punto  $x = a$  (figura 1.12).

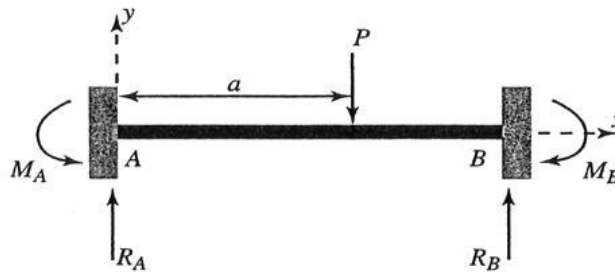


Figura 1.12: Trave ancorata con carico verticale concentrato P

L'equazione che soddisfa la deflessione statica  $y$  alla posizione  $x$  è la seguente [5]:

$$y = EI \frac{\Delta^2 y}{\Delta x^2} = M_A + R_A x \quad \text{per } x \leq a \quad (1.1)$$

$$y = \frac{M_A x^2}{2EI} + \frac{R_A x^3}{6EI} \quad \text{per } x \leq a$$

$$M_A = -\frac{Pa}{l^2}(l-a)^2$$

$$R_A = \frac{P}{l^3}(l-a)^2(l+2a)$$

dove  $l$  è la lunghezza della trave,  $M_A$  (Nm) è il momento di reazione all'estremità sinistra della trave e  $R_A$  (N) è la reazione verticale sempre all'estremità sinistra. Per determinare la costante di molla  $k'$  si considera la deflessione  $y$  del ponte alla posizione  $x = l/2$ .

Il rapporto tra il carico  $P$  e quest'ultima dà  $k'$ .

Tipicamente, però, nelle applicazioni MEMS, il carico è distribuito lungo il ponte. Per determinare in questo caso la costante di molla si applica il principio di sovrapposizione. Dato  $\xi$  (N/m) il carico uniforme lungo  $x$  per unità di lunghezza,  $\xi da$  (N) è il carico concentrato in  $x = a$ . La deflessione  $dy$  al centro del ponte, sostituendo le espressioni di  $M_A$ ,  $R_A$  e  $x = l/2$  nella equazione (1.1), dovuta al carico concentrato  $\xi da$  è:

$$dy = \frac{\xi da}{48EI} (l^3 - 6l^2 a + 9la^2 - 4a^3)$$

che integrata in  $a$  da 0 a  $l$  dà:

$$y = \frac{2}{EI} \int_{\frac{l}{2}}^l \frac{\xi}{48} (l^3 - 6l^2 a + 9la^2 - 4a^3) da \quad (1.2)$$

La struttura simmetrica permette di valutare l'integrale da  $l/2$  ad  $l$  e moltiplicarlo per 2. Infine la costante di molla  $k'$  è data dal rapporto tra carico totale applicato  $P = \xi l$  e deflessione totale  $y$ :

$$k'_a = -\frac{P}{y} = -\frac{\xi l}{y} = 32Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad (1.3)$$

Il segno meno è dovuto al carico verticale  $P$  applicato in direzione opposta al riferimento  $y$ . Al momento di inerzia  $I$  è stata sostituita l'espressione  $wt^3/12$  valida per una sezione rettangolare con  $w$  larghezza della trave e  $t$  spessore della trave.

Le tipiche dimensioni in gioco sono: lunghezza del ponte tra 200 e 500  $\mu\text{m}$ , spessore del ponte tra 0.5 e 2  $\mu\text{m}$ . Un ponte in oro ( $E = 80 \text{ GPa}$ ) lungo 300  $\mu\text{m}$ , spesso 1  $\mu\text{m}$  e largo 100  $\mu\text{m}$  ha una costante di molla  $k'_a = 9.5 \text{ N/m}$ . Un ponte in alluminio ( $E = 69 \text{ GPa}$ ) con le stesse dimensioni ha una costante  $k'_a$  pari a 8.2 N/m.

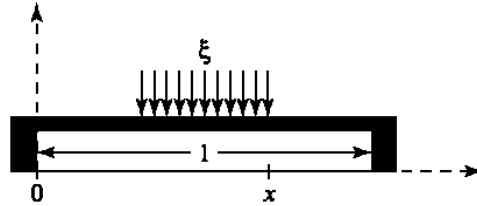


Figura 1.13: Trave ancorata con carico distribuito al centro  $P = 2\xi(x - l/2)$

Se il carico fosse distribuito uniformemente al centro del ponte (figura 1.13) l'integrale nell'equazione (1.2) verrebbe valutato tra  $l/2$  ed  $x$  e darebbe:

$$k'_c = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8(x/l)^3 - 20(x/l)^2 + 14(x/l) - 1} \quad (1.4)$$

Sostituendo nella (1.4)  $x = l/2$  e  $x = l$  si ottengono rispettivamente le costanti di molla per un carico concentrato nel punto centrale ed un carico distribuito uniformemente lungo il ponte. Come si può vedere in figura 1.14, concentrare la forza verso il centro ( $x = 2l/3$ ) piuttosto che distribuirla su tutta la trave ( $x = l$ ) comporta una sensibile riduzione della costante di molla.

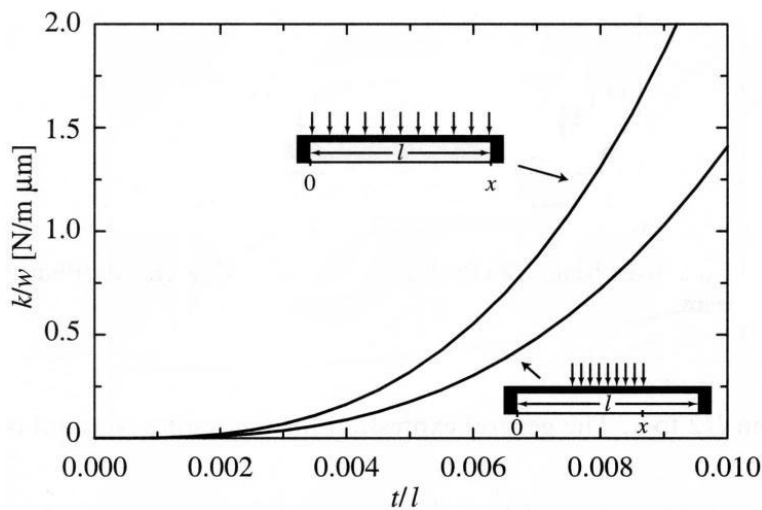


Figura 1.14: Andamento della costante di molla (normalizzata rispetto alla profondità della trave  $w$ ) in funzione di  $t/l$  per una trave d'oro

Un'altra configurazione interessante è rappresentata da un carico presente agli estremi del ponte (figura 1.15).

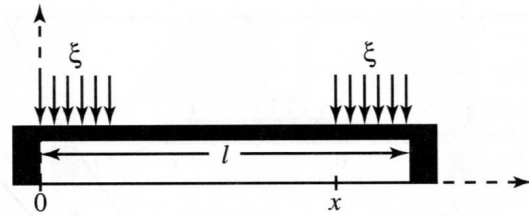


Figura 1.15: Trave ancorata con carico solo alle estremità  $P = 2\xi(l - x)$

Valutando l'integrale nella (1.2) tra  $x$  ed  $l$  si ottiene:

$$k_e' = 4Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \frac{1}{(x/l)(1-(x/l))^2} \quad (1.5)$$

Nella (1.5) con  $x/l = 0.5$  si ottiene la (1.3). Come era da aspettarsi la  $k'$  ottenuta nella (1.5) è maggiore rispetto a quella ottenuta nella (1.4) (figura 1.16): un carico distribuito agli estremi risulta in uno spostamento minore del ponte rispetto ad un carico distribuito al centro, a parità di forza applicata.

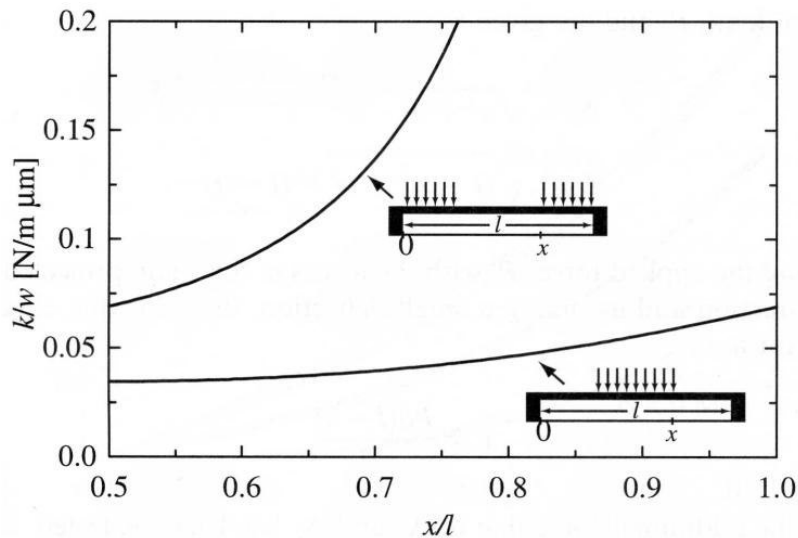


Figura 1.16: Andamento della costante di molla in funzione di  $x/l$  per carico distribuito al centro e carico distribuito alle estremità

### 1.2.2 Componente della costante di molla dovuta a stress residuo

La parte della costante di molla che è dovuta allo stress biassiale residuo della trave si può derivare modellando la trave come un cavo teso (figura 1.17) [5]. Va però detto che un tale modello può essere applicato solo nel caso di stress da tensione. Lo stress biassiale residuo,  $\sigma$ , risulta in una forza,  $S$ , pari a [4]:

$$S = \sigma(1 - \nu)tw \quad (1.6)$$

che tira ad entrambe le estremità della trave e dove  $\nu$  è il coefficiente di Poisson. Quando viene applicato un carico verticale  $P$ , il ponte si deflette di una certa quantità  $u$  nel punto in cui è stata applicata la forza.

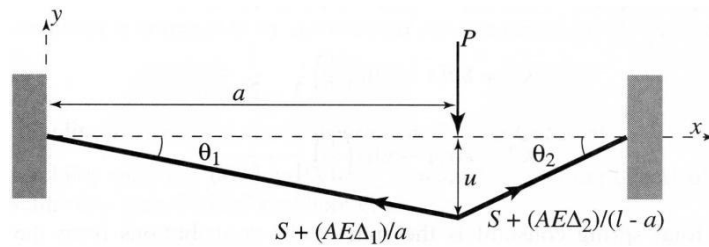


Figura 1.17: Trave modellata come un cavo teso con un carico  $P$  concentrato

Questa deflessione stira la trave aumentandone lo stress e le forze che tirano alle estremità della trave crescono, diventando:

$$S + \frac{AE\Delta_1}{a} \quad e \quad S + \frac{AE\Delta_2}{l-a} \quad (1.7)$$

dove  $\Delta_1$  e  $\Delta_2$  sono le lunghezze di cui è stata allungata la trave ai lati del carico verticale  $P$ , e sono rispettivamente dati da:

$$\Delta_1 = \sqrt{a^2 + u^2} - a \quad (1.8)$$

$$\Delta_2 = \sqrt{(l-a)^2 + u^2} - (l-a) \quad (1.9)$$

Uguagliando la forza applicata  $P$  alle forze tiranti la trave ai lati del carico  $P$ , proiettate nella direzione verticale, e assumendo piccole deflessioni, si trova l'espressione seguente per  $u$ :

$$u = \frac{Pa(l-a)}{Sl} \quad (1.10)$$

nella quale la forza addizionale dovuta a  $\Delta_1$  e  $\Delta_2$  è stata trascurata.

Da questa equazione, sapendo che  $tg(\theta_1) = u/a = y/(l/2)$  si trova la deflessione al centro della trave  $y$ , che risulta:

$$y = -\frac{P}{2S}(l-a) \quad (1.11)$$

Quindi la deflessione data da un carico distribuito lungo l'intera trave ( $P = \xi l$ ) può essere calcolata con l'integrale:

$$y = -2 \int_{\frac{l}{2}}^l \frac{\mathcal{E}}{2S}(l-a) da \quad (1.12)$$

dove si è sfruttata la simmetria per gli estremi di integrazione. La costante di molla risulta quindi:

$$k_a'' = -\frac{\mathcal{E}l}{y} = \frac{8S}{l} = 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \quad (1.13)$$

Per i casi in cui la forza è distribuita come mostrato nelle figure 1.13 1.15 e la deflessione è definita al centro del ponte ( $x = l/2$ ), la costante elastica dovuta allo stress residuo è:

$$k_c'' = 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{3-2(x/l)} \quad (1.14)$$

$$k_e'' = 4\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{1-(x/l)} \quad (1.15)$$

La costante di molla totale si otterrà come somma dei contributi dovuti alla rigidità della trave e allo stress biassiale residuo  $e$ , per un carico distribuito lungo tutta la trave, sarà:

$$k_a = k_a' + k_a'' = 32Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 + 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \quad (1.16)$$

Per una trave sopra una linea CPW con la larghezza del centro del conduttore che è un terzo della lunghezza totale della trave e con una forza distribuita al centro del conduttore, la costante di molla totale è data dalla somma delle costanti date dalle equazioni (1.4) e (1.14) con  $x = 2(l/3)$ , e risulta

$$k = 32Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \left(\frac{27}{49}\right) + 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \left(\frac{3}{5}\right) \quad (1.17)$$

La figura 1.18 mostra la costante di molla totale usando l'equazione (1.17) per oro e alluminio con uno stress residuo di 0, 30, 60 MPa. Le costanti di molla per l'alluminio sono molto simili per via dei valori simili del modulo di Young e del coefficiente di Poisson. Per un trave di lunghezza  $l = 300 \mu\text{m}$  e  $t = 0.5-1.5 \mu\text{m}$ , la costante di molla è dominata dalla componente di stress residuo biassiale per  $\sigma > 10-20 \text{ MPa}$ .

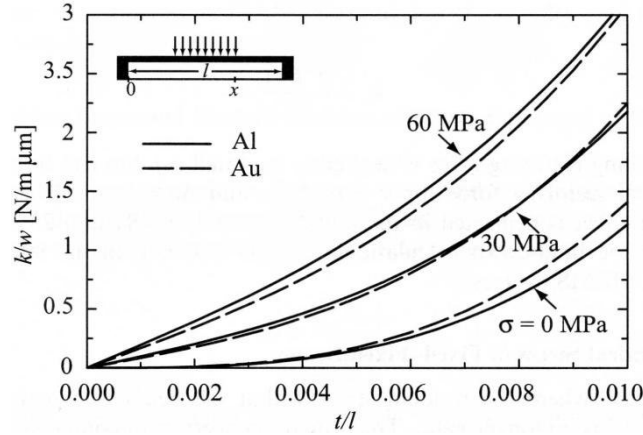


Figura 1.18: Costante di molla (normalizzata rispetto a  $w$ ) di una trave in oro e in alluminio in funzione dello stress residuo nella trave

### 1.2.3 Componente non lineare della costante di molla

La componente non lineare della costante di molla per un ponte fissato ai due estremi è stata derivata in Chan e Al. [6] e risulta:

$$k_s = \frac{\pi E w t}{8 l^3} \quad (1.18)$$

a cui corrisponde una componente non lineare della forza elastica pari a:

$$F = k_s (g_0 - g)^3 \quad (1.19)$$

Questa componente della forza elastica è trascurabile per piccole deflessioni  $\Delta g$ , ma può diventare il 33% della forza elastica totale per  $k = 10 \text{ N/m}$  e  $\Delta g = 3 \mu\text{m}$ .

### 1.2.4 Effetto dei buchi nella trave

In molti switch MEMS sono presenti piccoli buchi nel ponte (3-8  $\mu\text{m}$  di diametro) per ridurre lo smorzamento dovuto allo schiacciamento del gas interposto tra il ponte MEMS e l'elettrodo di attuazione. Ciò permette di far crescere la velocità di commutazione dello switch MEMS. L'area dei buchi può arrivare ad essere il 60% dell'area totale del ponte MEMS.

Il pattern di perforazione è caratterizzato dall'efficienza di legame,  $\mu = l / pitch$ , definita come il rapporto della distanza tra i bordi di due fori consecutivi ( $l$ ) e la distanza tra i centri dei due fori stessi (figura 1.19).

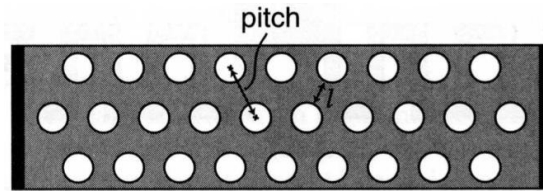


Figura 1.19: Esempio di fori in una trave

I buchi rilasciano dello stress residuo nel ponte e riducono il modulo di Young della struttura MEMS [7]. La riduzione dello stress residuo è approssimativamente uguale a  $\sigma = (1-\mu)\sigma_0$ , dove  $\sigma_0$  è lo stress residuo di un ponte senza buchi. Un'altra conseguenza della presenza dei buchi nella trave è la riduzione della massa della trave stessa che implica un aumento della frequenza di risonanza del ponte. Per quanto riguarda la capacità della trave, nella posizione non attuata, va detto che la presenza dei buchi non introduce alcuna variazione sensibile, in quanto i buchi vengono 'riempiti' dalle linee di campo elettrico che si generano dalle pareti interne dei buchi stessi (*fringing fields*). Tuttavia va detto che la capacità della trave nella posizione attuata risente negativamente della presenza dei buchi, riducendo il rapporto di capacità.

### 1.2.5 Costante di molla per travi Low-K

Vi sono molte varianti della geometria del ponte che possono essere realizzate per ridurre l'effettiva costante elastica dei dispositivi MEMS. Alcune delle più comuni sono mostrate in figura 1.20 e le relative costanti elastiche sono date sotto. Queste equazioni non includono l'effetto dello stress residuo nella membrana. Per calcolare lo stress residuo di tali strutture si può ricorrere al metodo precedentemente esposto o utilizzare software commerciali per un miglior risultato.



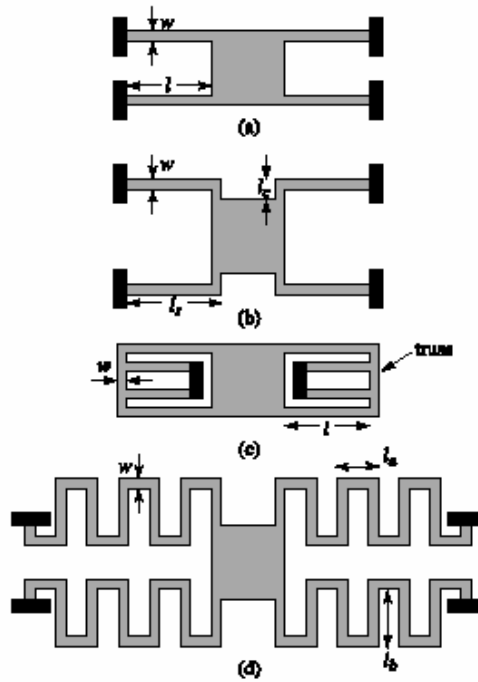


Figura 1.20: Tipi di supporto usati per ridurre la costante di molla.

(a) Struttura ancorata. (b) Struttura crab-leg. (c) Struttura ripiegata.

(d) Struttura a serpentina (o meandri).

$$(a) \quad k = 4Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad (1.20)$$

$$(b) \quad k = \frac{4Ew \left( \frac{t}{l_c} \right)^3}{1 - \frac{l_s}{l_c} \left[ \left( \frac{l_s}{l_c} \right)^2 - 12 \frac{1+\nu}{1+(w/t)^2} \right]} \approx 4Ew \left( \frac{t}{l_s} \right)^3 \quad \text{per } l_s \gg l_c \quad (1.21)$$

$$(c) \quad k = 2Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad \text{per travi molto dure} \quad (1.22)$$

$$(d) \quad k \approx \frac{48GJ}{l_a^2 \left( \frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b \right) n^3} \quad \text{per } n \gg \frac{3l_b}{\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b} \quad (1.23)$$

### 1.2.6 Costante di molla per travi a sbalzo

Le travi a sbalzo sono utilizzate in molte situazioni in cui è sconveniente ancorare entrambe le estremità della trave. Un esempio sono gli switch serie lungo la linea, dove l'input dello switch è costituito da una trave a sbalzo la cui estremità non vincolata pende sopra la linea di trasmissione (t-line) (figura 1.21).

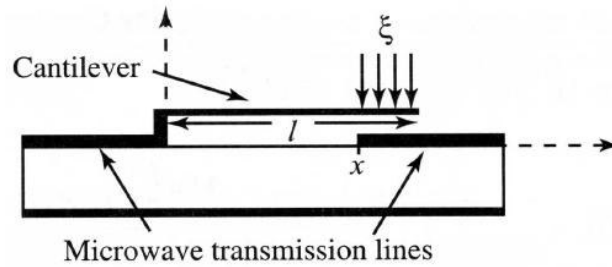


Figura 1.21: Esempio di trave a sbalzo usata come switch serie in-line

Un'altra implementazione è mostrata in figura 1.22 nella quale l'elettrodo di attuazione è elettricamente isolato dalla t-line grazie all'uso di una trave di dielettrico. Poiché la trave non è ancorata ad una estremità, la componente di stress residuo, tipica delle travi ancorate, non è presente, come non è presente nemmeno la componente di stress longitudinale dovuta a trazioni o compressioni.

Compare però di solito un gradiente di stress nella direzione normale alla trave, dovuto alle diverse condizioni di processo durante la deposizione degli strati sottili che compongono la trave stessa o a causa della presenza di strati di diverso materiale. La presenza del gradiente di stress produce un'incurvatura positiva o negativa della trave. Tale stress verticale è per lo più un prodotto di processo indesiderato, anche se alcuni design lo usano per ottenere una forte incurvatura della trave stessa, che si traduce in un basso valore di capacità, quando lo switch non è attuato.

La costante  $k$  per la trave a sbalzo viene derivata allo stesso modo di quella ancorata ai due estremi e, per una forza uniformemente distribuita, vale:

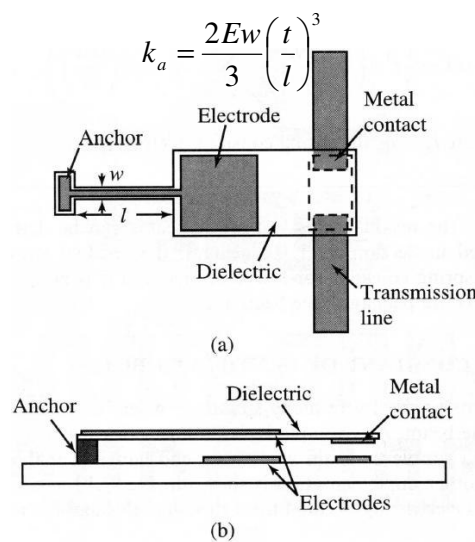


Figura 1.22: Vista dall'alto (a) e laterale (b) di una trave a sbalzo con elettrodo di pull-down e contatto metallico separati dalla trave in dielettrico.

Per una forza distribuita da  $x$  a  $l$  come in figura 1.21 invece, vale:

$$k_c = 2Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \frac{1 - (x/l)}{3 - 4(x/l)^3 + (x/l)^4} \quad (1.25)$$

In molti casi la trave è costruita utilizzando uno strato sottile di nitruro di silicio o di biossido di silicio ( $\text{SiO}_2$ ), con modulo di Young di circa 210 GPa e 70 GPa rispettivamente. La figura 1.23 presenta l'andamento della costante di molla per una trave d'oro e una di nitruro di silicio, calcolata usando l'equazione (1.25). Comparando tali valori di  $k$  con quelli della trave ancorata si nota immediatamente come le trave a sbalzo abbiano una struttura più morbida a parità di rapporto  $t/l$ . Infatti per il caso di un carico uniformemente distribuito la costante  $k$  della trave a sbalzo è ben 48 volte più piccola di quella della trave ancorata.

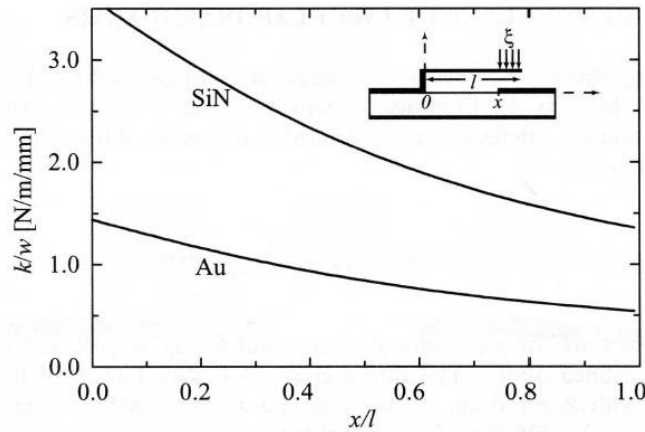


Figura 1.23: Andamento della costante di molla per una trave a sbalzo in oro e in nitruro di silicio

### 1.2.7 Costante elastica di una membrana circolare

La costante elastica di una membrana circolare può essere calcolata in modo simile alla trave ancorata. Per un carico distribuito uniformemente sulla membrana e facendo riferimento alla deflessione al centro, la costante elastica è:

$$k = k' + k'' = \frac{16\pi Et^3}{3R^2(1-\nu^2)} + 4\pi\sigma t \quad (1.26)$$

dove  $R$  e  $t$  sono rispettivamente il raggio e lo spessore della membrana, e  $E$ ,  $\nu$  e  $\sigma$  sono definiti sopra. La costante elastica è molto alta; per una membrana con  $R = 150 \mu\text{m}$ ,  $t = 0.5 \mu\text{m}$  e  $\sigma = 5\text{-}20 \text{ MPa}$  si ha  $k' = 9 \text{ N/m}$  e  $k'' = 32\text{-}126 \text{ N/m}$ . Si noti che la componente di stress residuo è indipendente dal raggio e domina nel valore di  $k$  per un diametro di  $200 \mu\text{m}$  e più. Il solo modo per avere una costante elastica di  $5\text{-}20 \text{ N/m}$  è costruire membrane

sottili con uno stress residuo molto basso. Questo, però, è molto difficile realizzarlo, in quanto uno stress residuo di 5 MPa è già, attualmente, molto basso.

### 1.3 Attuazione elettrostatica

Quando un voltaggio è applicato fra una trave ancorata, o a sbalzo, e l'elettrodo di pull-down, una forza elettrostatica viene indotta sulla trave (figura 1.24).

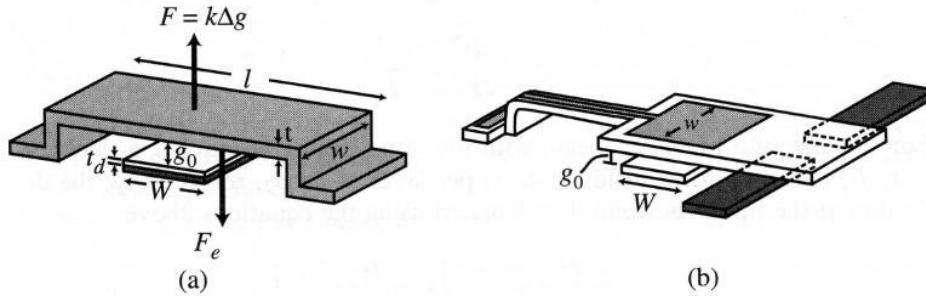


Figura 1.24: Forze agenti su una trave MEMS in fase di attuazione

Questa forza indotta è la stessa che viene a formarsi sulle armature di un condensatore carico ed infatti la struttura viene modellata come un condensatore ad armature parallele. Sebbene la capacità sia un 20-40% più grande del valore stimato col modello del condensatore a facce parallele, a causa del fringing field, la modellizzazione con un condensatore a facce parallele è sufficiente per capire come funziona la struttura. Essendo  $w$  la larghezza della trave e  $W$  quella dell'elettrodo di pull-down ( $A = Ww$ ), la capacità del condensatore a facce parallele equivalente sarà:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g} = \frac{\epsilon_0 Ww}{g} \quad (1.27)$$

dove  $g$  è l'altezza della trave sopra l'elettrodo. La forza elettrostatica applicata alla trave si calcola considerando la potenza fornita ad una capacità variabile nel tempo ed è data da [8]:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 Ww V^2}{g^2} \quad (1.28)$$

dove  $V$  è il voltaggio applicato tra la trave e l'elettrodo di attuazione. Si noti come la forza sia indipendente dalla polarità del voltaggio applicato: tensioni negative attuano lo switch come le positive.

Uguagliando la forza elettrostatica applicata con la forza di richiamo meccanico dovuta alla rigidità della trave ( $F = kx$ ), si trova:

$$\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 W W V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (1.29)$$

dove  $g_0$  è l'altezza del ponte a riposo. Risolvendo l'equazione secondo il voltaggio si ottiene:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 W W} g^2 (g_0 - g)} \quad (1.30)$$

Il grafico dell'altezza della trave in funzione del voltaggio applicato mostra due possibili posizioni della trave, per ogni valore di  $V$ , (figura 1.25) fino ad un determinato valore di tensione, per il quale la posizione possibile per il ponte diventa una sola. Da qui in poi l'equazione (1.30) non ammette più soluzioni rispetto alla variabile  $g$  e la forza elastica non riesce più ad eguagliare la forza elettrostatica. Il risultato è che si innesca il feedback positivo che porta il ponte ad attuarsi. Ciò può essere inteso considerando la forza elettrostatica in termini di campo elettrico applicato al ponte:

$$F_e = \frac{QE}{2}$$

dove  $Q$  è la carica accumulata sulla trave e  $E = V/g$  è il campo elettrico dovuto alla tensione applicata.

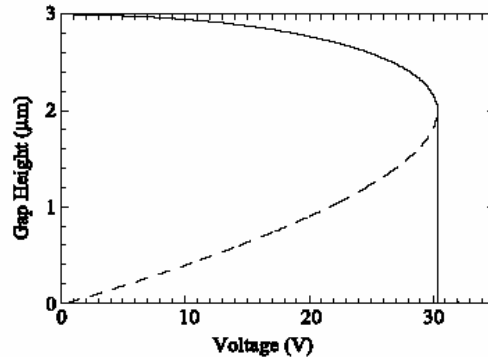


Figura 1.25: Il grafico mostra l'altezza della trave in funzione della tensione applicata

Quando la tensione  $V$  viene aumentata, la forza elettrostatica  $F_e$  cresce, poiché cresce la carica  $Q$  sulla trave. Contemporaneamente la forza elettrostatica sposta verso il basso il ponte e l'altezza della trave  $g$  si riduce, aumentando così la capacità della struttura, la carica  $Q$  sulla trave e il campo elettrico  $E$ .

Per  $g = (2/3)g_0$  l'incremento della forza elettrostatica è maggiore dell'incremento della forza di richiamo della trave, provocando:

- (a) l'instabilità della trave
- (b) il collasso della trave nella posizione di pull-down.

Si noti che le precedenti equazioni si applicano sia alle travi ancorate che alle travi a sbalzo. Derivando l'equazione (1.30) rispetto a  $g$  ed eguagliandola a 0 si trova il punto da cui parte l'instabilità che risulta  $g = (2/3)g_0$ . Sostituendo questo valore nell'equazione (1.30) si trova la tensione di attuazione dello switch MEMS:

$$V_p = V\left(\frac{2g_0}{3}\right) = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 Ww}} g_0^3$$

Si noti che, sebbene  $V_p$  sembri dipendere dalla larghezza della trave  $w$ , ciò non è vero finché la costante  $k$  varia linearmente (equazione (1.17)). La figura 1.26 presenta l'andamento della tensione di pull-down per una trave in oro con uno stress residuo di 0, 30, 60 MPa, calcolato con le equazioni (1.17) e (1.30). Un andamento simile si ottiene per una trave in alluminio, per via delle costanti  $k$  molto simili. La figura 1.27 mostra l'andamento del voltaggio di pull-down in funzione dell'altezza iniziale della trave. Si vede che per travi con  $g > 3 \mu\text{m}$  e  $\sigma > 30 \text{ MPa}$  i dispositivi hanno bisogno di tensioni veramente notevoli per essere attuati.

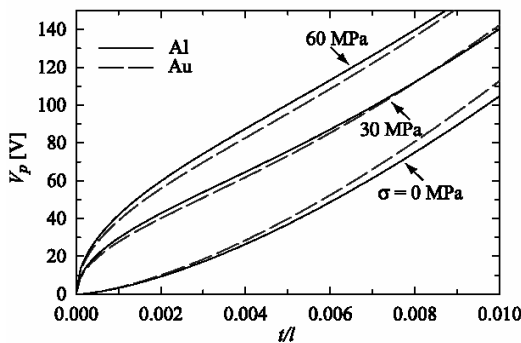


Figura 1.26: Andamento della tensione di pull-down per una trave in oro

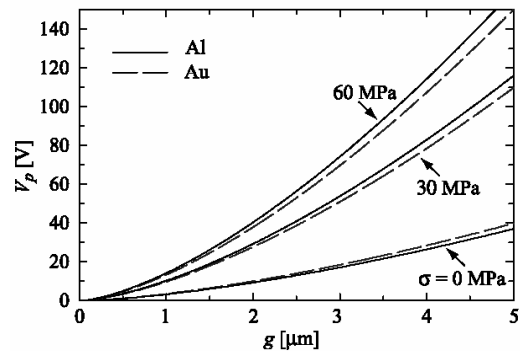


Figura 1.27: Andamento della tensione di pull-down in funzione dell'altezza iniziale della trave

## *Capitolo2*

### Affidabilità degli switch RF-MEMS

Gli switch RF-MEMS offrono ottime prestazioni e notevoli miglioramenti rispetto agli interruttori elettromeccanici e, allo stato solido, sono molto promettenti in un gran numero di applicazioni commerciali, aerospaziali, militari e particolarmente nelle applicazioni alle radio frequenze RF. Questi sistemi microelettromeccanici rappresentano una grande promessa per l'integrazione di sensori, attuatori, per l'elaborazione del segnale e nelle comunicazioni per i vantaggi che essi offrono, ovvero:

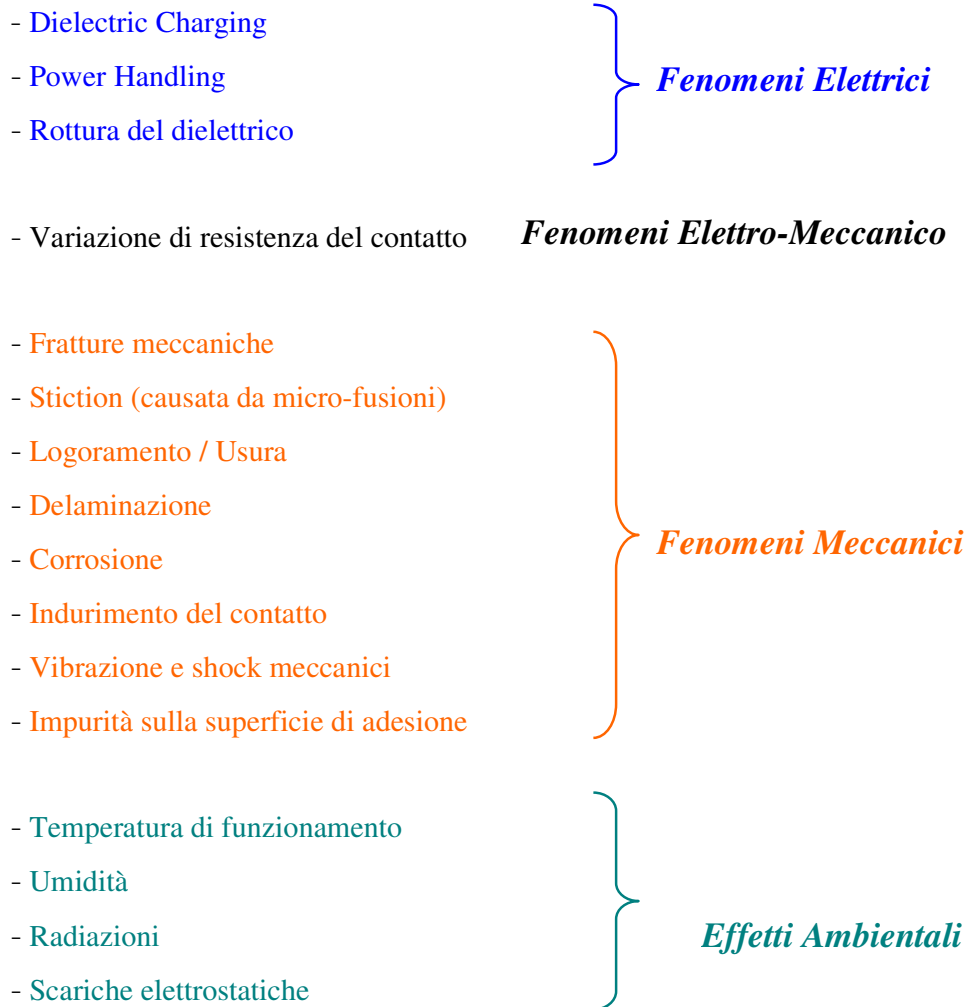
- alta linearità;
- basse perdite di inserzione;
- basso consumo di potenza;
- dimensioni ridotte;
- ampio range di temperatura di funzionamento;
- buon isolamento;
- basso costo.

Nonostante queste ottime caratteristiche, gli interruttori RF-MEMS soffrono ancora di molti problemi, soprattutto di natura affidabilistica, che ne limitano attualmente sia la produzione a livello commerciale che l'utilizzo in applicazioni di nicchia (ad es. comunicazioni satellitari). La presenza di parti meccaniche mobili introduce una nuova classe di problematiche che normalmente non sono presenti nei circuiti integrati e che richiedono dunque uno studio dedicato.

## 2.1 Cause di malfunzionamento degli switch RF-MEMS

Il primo passo per affrontare la problematica dell'affidabilità dei sistemi RF-MEMS è quello di studiare i possibili modi in cui il microsistema si può guastare.

I principali meccanismi di malfunzionamento o di rottura più comuni in un RF-MEMS possono essere raggruppati secondo la loro natura in: *elettrici, meccanici ed ambientali*.



Tra tutte queste cause, che possono pregiudicare l'affidabilità degli interruttori MEMS, si è preso in esame la problematica d'intrappolamento di carica nell'ossido: in particolare qui di seguito si riporta una ampia descrizione del fenomeno, gli effetti che esso provoca sul dispositivo e le possibili soluzioni attualmente adottate per cercare di contenerlo.



## 2.2 Il fenomeno del Dielectric Charging

Questo è il problema affidabilistico più comune per i dispositivi MEMS attuati elettrostaticamente. Tipicamente, la tensione d'attuazione del dispositivo genera un campo elettrico nell'ossido, disposto tra la struttura di attuazione e la membrana sospesa, con il conseguente intrappolamento di carica parassita nell'ossido, ciò può alterare il comportamento del dispositivo nei seguenti modi:

**Screening:** la carica intrappolata genera un campo elettrico parassita che scherma parzialmente l'effetto del campo elettrico applicato al dispositivo; questo porta tipicamente alla necessità di aumentare la tensione per attuare il dispositivo. In caso di dispositivi con attuazione bipolare avremo una mancanza di simmetria nella curva d'attuazione caratteristica.

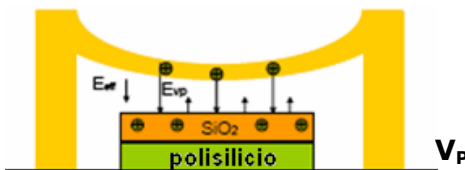


Figura 2.1: Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che scherma parzialmente il campo elettrico applicato

**Stiction:** accade quando la carica intrappolata genera un campo tale da mantenere la struttura sospesa in posizione attuata, anche quando la tensione di attuazione viene rimossa.

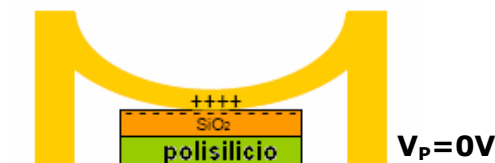


Figura 2.2: Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che causa stiction del dispositivo

Si è notato che, nonostante una progettazione accurata, che tenga conto delle forze di Van der Waals, in alcuni casi negli switch MEMS (sia di tipo capacitivo che di tipo resistivo) il problema dello Stiction permane. Generalmente questo fenomeno è dovuto ad un accumulo di carica sulla superficie del dielettrico che ricopre la linea di

trasmissione, per switch capacitivi, o l'elettrodo di attuazione per quelli resistivi.

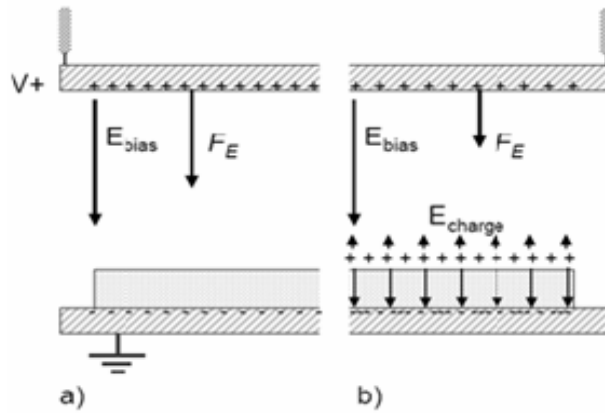


Figura 2.3: Campo e forza elettrostatica in un condensatore a facce parallele

a) Non ci sono cariche rimaste intrappolate nel dielettrico

b) Le cariche intrappolate creano un campo elettrostatico che va a interferire con il campo già presente

Analizzando il caso dello switch capacitivo si nota che, quando esso viene attuato, il campo elettrico sullo strato di dielettrico è dell'ordine di 1 MV/cm. A causa di questo campo elevato, cariche elettriche vengono iniettate nel dielettrico e questo modifica il campo elettrico presente tra le due superfici.

L'effetto di questo nuovo campo è un cambiamento della tensione di attuazione o di pull-in,  $V_{pi}$ , e di pull-out,  $V_{po}$ , che diventano rispettivamente  $V_{pi} + V_{shift}$  e  $V_{po} + V_{shift}$ .

Si può notare quindi uno spostamento delle curve di C-V dovuto alla presenza di  $V_{shift}$ , proporzionale alla quantità di cariche iniettate nel dielettrico (figura 2.4) [21].

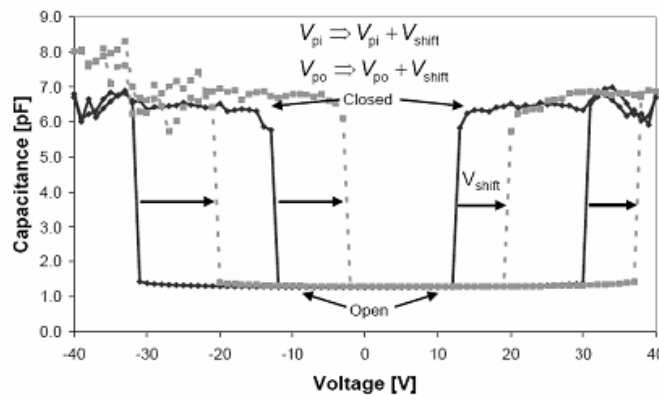


Figura 2.4: curve C-V prima (nero) e dopo (grigio) una attuazione a 65 V prolungata per 727 secondi

Se la quantità di carica è talmente alta da portare un cambiamento di segno nella  $V_{po}$  (per esempio se  $V_{po} > 0$  e  $V_{po} + V_{shift} < 0$ ) si crea il fenomeno di *Stiction* nello switch. In questo caso infatti lo switch può rimanere in posizione chiusa anche se la tensione è 0V.

Il campo che si viene a creare, a causa delle cariche iniettate nel dielettrico, può però avere anche l'effetto opposto andando a schermare il campo presente tra le due superfici. Questo fenomeno è detto di *Screening* e consiste nell'aumento del modulo della tensione di pull-in necessaria all'attuazione dello switch.

Numerosi esperimenti hanno però dimostrato come il fenomeno del Dielectric Charging ha un maggiore impatto sulla forza di pull-in che su quella di pull-out, creando quindi più problemi di *Stiction* che di *Screening* [21]-[30].

Ricorrendo a simulazioni elettromeccaniche, si è calcolato che una densità di carica di  $10^{12}$  C/cm<sup>2</sup> è sufficiente a provocare un malfunzionamento in uno switch MEMS capacitivo quando quest'ultimo è attuato. Se si pensa che la densità di carica intrappolata nella maggior parte dei dielettrici di nitruro di silicio è compresa nell'intervallo 0.4 -  $0.5 \cdot 10^{12}$  C/cm<sup>2</sup> si capisce come *l'affidabilità del dispositivo sia pregiudicata della qualità del dielettrico utilizzato.*

Per questo motivo può essere utilizzato, al posto del comune nitruro di silicio, un dielettrico, come il biossido di silicio, che abbia una minor densità di trappole e quindi induca una minor iniezione di cariche all'interno. Adottando questa configurazione si ha però un minor rapporto capacitivo dovuto alla permittività più bassa del dielettrico.

## 2.3 Analisi teorica dell'intrappolamento di carica

Il fenomeno dell'intrappolamento di carica è largamente accettato come il maggior problema per l'affidabilità degli switch RF-MEMS. In letteratura possiamo trovare simulazioni elettrostatiche 2D che permettono di capire i punti dove il campo elettrico è massimo e quindi i punti più probabili in cui la carica residua andrebbe ad intrappolarsi [13]. Come è rappresentato in figura 2.5, il campo elettrico applicato è più alto nell'air-gap tra il ponte e l'elettrodo di attuazione, ma ci sono anche delle aree nel substrato sottostante dove il campo elettrico stimato è maggiore di 50 MV/m; questo può essere sufficiente per iniettare carica in queste zone localizzate.

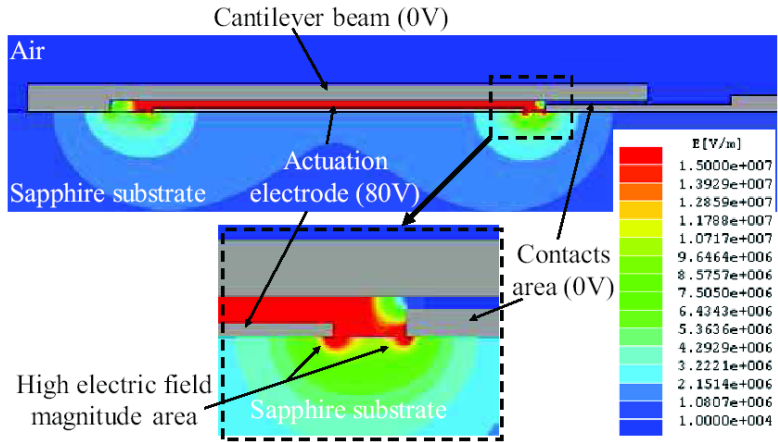


Figura 2.5: Distribuzione del campo elettrico in un MEMS senza dielettrico con 80 V applicati al pad di attuazione

La carica intrappolata o ridistribuita durante il processo di attuazione del dispositivo si ricorda che può portare ad uno spostamento della tensione di attuazione o addirittura a fenomeni di Stiction. Infatti, una carica uniformemente distribuita nello strato dielettrico del dispositivo può portare ad uno spostamento della curva capacità-tensione (C-V) come evidenziato in figura 2.6 [14].

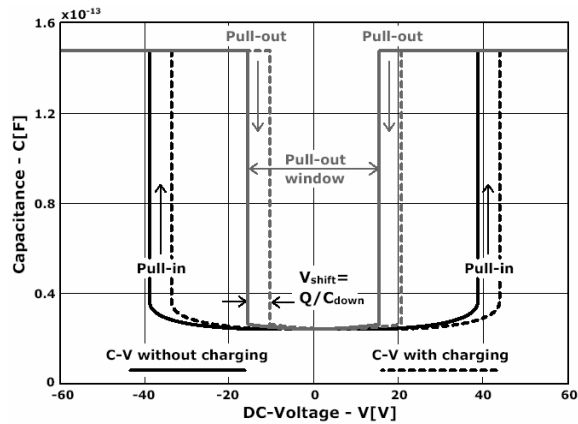


Figura 2.6: Caratteristica C – V simulata con carica uniforme

Oltre ad abbassare la tensione di attuazione (tensione di pull-in), la carica intrappolata abbassa anche la tensione di rilascio del ponte (tensione di pull-out); questo può portare all'assenza di pull-out del dispositivo e quindi ad un fenomeno di stiction parziale o, nel peggiore dei casi, di stiction irreversibile (figura 2.7).

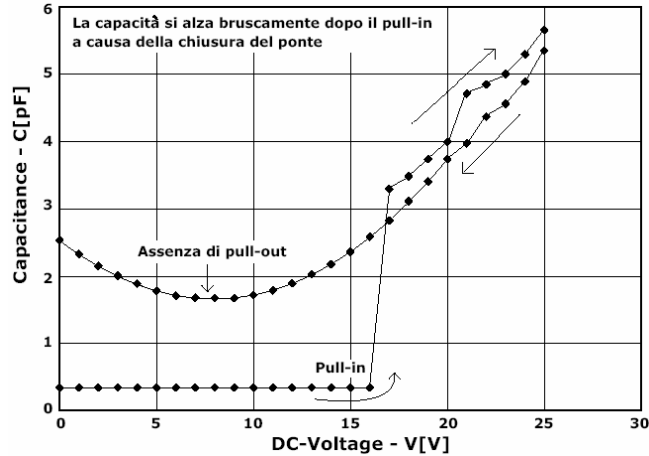


Figura 2.7: Caratteristica  $C - V$  con fenomeno di stiction.

### 2.3.1 Modello del condensatore a facce piane

In questo paragrafo viene presentata l'analisi teorica che permette di stimare la relazione tra carica accumulata in uno strato dielettrico e gli effetti sulla tensione di attuazione del dispositivo [15]. Il modello su cui si basa la seguente analisi è quello del condensatore piano a facce parallele in aria, il quale presenta uno strato di dielettrico alla base di una delle due armature (elettrodo fisso) come visibile in figura 2.8.

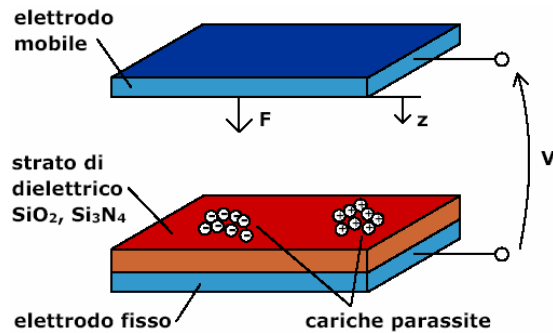


Figura 2.8: Modello di un MEMS ad armature parallele

All'interfaccia dielettrico aria è presente una densità superficiale di carica parassita indicata con  $\sigma_p$ . Considerando una piccola sezione di area  $dA$ , si ipotizza che sia la densità appena citata che i campi elettrici, presenti nel dielettrico e in aria, siano uniformi, ovvero non ci sia interazione elettrostatica fra sezioni contigue (figura 2.9).

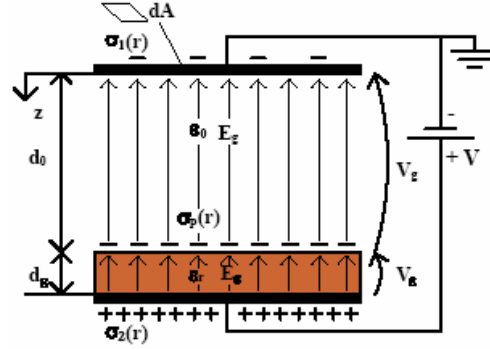


Figura 2.9: Modello di un MEMS ad armature parallele (dettaglio delle linee di campo)

Da questo modello è possibile ora quantificare l'influenza della densità di carica superficiale presente nel dielettrico  $\sigma_p$  sulle densità di carica  $\sigma_1$  e  $\sigma_2$  delle rispettive armature e sulla variazione di forza elettrostatica  $dF_{el}$  fra quest'ultime. Poiché il sistema deve essere elettricamente neutro possiamo scrivere che:

$$\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_p = 0 \quad (2.1)$$

In accordo con la legge di Gauss, possiamo quindi ricavare il campo elettrico tra le armature:

$$E_g = \frac{D_g}{\epsilon_r \epsilon_0} = \frac{-dQ_1}{\epsilon_0 dA} = -\frac{\sigma_1}{\epsilon_0} \quad (2.2)$$

e il campo elettrico dentro allo strato dielettrico:

$$E_\epsilon = \frac{D_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} = \frac{dQ_2}{\epsilon_r \epsilon_0 dA} = \frac{\sigma_2}{\epsilon_r \epsilon_0} = -\frac{\sigma_1 + \sigma_2}{\epsilon_r \epsilon_0} \quad (2.3)$$

dove  $D_g$  e  $D_\epsilon$ , sono rispettivamente le densità di flusso dei campi elettrici e  $dQ_1$  e  $dQ_2$  sono le cariche presenti nella sezione delle rispettive armature. La tensione esterna applicata si suddivide nella caduta sul dielettrico e sul gap di aria secondo la seguente legge:

$$V = V_g + V_\epsilon = E_g(d_0 - z) + E_\epsilon d_\epsilon = -\sigma_1 \frac{d_0 - z}{\epsilon_0} - [\sigma_1 + \sigma_p] \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} \quad (2.4)$$

Usando ora le equazioni 2.1 - 2.4 possiamo ricavare le densità di carica  $\sigma_1$  e  $\sigma_2$ :

$$\sigma_1 = -\frac{V + \sigma_p \frac{d_0 - z}{\epsilon_0}}{\frac{d_0 - z}{\epsilon_0} + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = -CV - \frac{\sigma_p}{\frac{C'_d}{C'_g} + 1} \quad (2.5)$$

$$\sigma_2 = -(\sigma_1 + \sigma_p) = -\frac{V + \sigma_p \frac{d_0 - z}{\epsilon_0}}{\frac{d_0 - z}{\epsilon_0} + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = -C'V - \frac{\sigma_p}{\frac{C'_d}{C'_g} + 1} \quad (2.6)$$

Dove  $C'_g = \epsilon_0/(d_0 - z)$  e  $C'_d = (\epsilon_r \epsilon_0)/d_\epsilon$  sono rispettivamente la capacità del gap d'aria per unità di area e la capacità dello strato di dielettrico per unità di area,  $C' = 1/[(d_0 - z)/\epsilon_0 + d_0/(\epsilon_r \epsilon_0)]$  è la capacità per unità di area, risultante dalla serie di  $C'_g$  e  $C'_d$ .

Le equazioni 2.5 e 2.6 mostrano che la carica parassita  $\sigma_p$  genera carica supplementare sugli elettrodi indipendente dalla tensione esterna:

$$-\frac{\sigma_p}{\left(\frac{C'_d}{C'_g} + 1\right)} \quad e \quad -\frac{\sigma_p}{\left(\frac{C'_g}{C'_d} + 1\right)} \quad (2.7)$$

La forza elettrostatica che agisce sulla sezione  $dA$  può essere espressa dalla seguente equazione:

$$dF_{el} = -\frac{E_g dQ_1}{2} = \frac{[\sigma_1]^2 dA}{2\epsilon_0} = \frac{dA}{2\epsilon_0} \left( \frac{V + \sigma_p \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0}}{\frac{d_0 - z}{\epsilon_0} + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \right)^2 = \frac{[V - V_p]^2}{2} \frac{dC'}{dz} dA \quad (2.8)$$

Di conseguenza per l'intero condensatore si avrà:

$$F_{el} = \int_{(A)} dF_{el} = \frac{\epsilon_0}{2} \int_{(A)} \left[ \frac{V + \sigma_p \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0}}{(d_0 - z) + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r}} \right]^2 dA = \frac{dC'}{dz} \int_{(A)} \frac{[V - V_p]^2}{2} dA \quad (2.9)$$

dove

$$V_p = \frac{-\sigma_p d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} = \frac{-\sigma_p}{C'_d} \quad (2.10)$$

è la tensione di offset, che porta ad uno shift della forza parabolica e di conseguenza anche della tensione di attuazione.

### 2.3.2 Tensioni di pull-in/out per ponte rigido

Consideriamo un ponte mobile ancorato, sospeso sopra un pad di attuazione, come in figura 2.10. Il pad di attuazione è ricoperto da uno strato di ossido diviso in due parti per evitare il contatto diretto tra ponte e pad di attuazione durante il pull-in. Le due isole di dielettrico hanno una carica uniforme di segno opposto (+Q, -Q), mentre il ponte mobile è modellizzato con una molla di costante di elasticità  $k$ . Una tensione continua  $V$  è applicata tra il pad di attuazione e il ponte. Le cariche +Q e -Q spostano la

caratteristica forza-tensione di  $+/- V_{shift}$ .

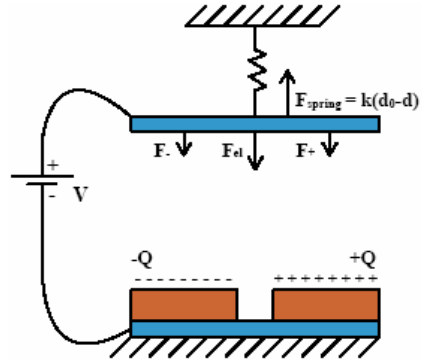


Figura 2.10: Modello matematico dell'intrappolamento di carica in un dispositivo RF MEMS

In figura 2.11 è mostrato l'andamento della forza elettrostatica  $F_{el}$  esercitata al ponte mobile in funzione della tensione applicata  $V$ . Poiché  $F_{el}(V) = F_{+}(V) + F_{-}(V)$  e  $F_{\pm}(V)$  sono rappresentate da due parabole che si intersecano in  $V = 0$  (rosse in figura),  $F_{el}(V)$  descrive un'altra parabola centrata in  $V = 0$  (nera in figura). Questa curva presenta un certo offset rispetto alla curva che si otterrebbe in totale assenza di carica (tratteggiato in figura). È interessante notare che in un sistema di questo tipo la carica totale del sistema è zero ma la forza elettrostatica risultante ( $F_{el}$ ) non è zero anche a tensione applicata pari a zero volt.

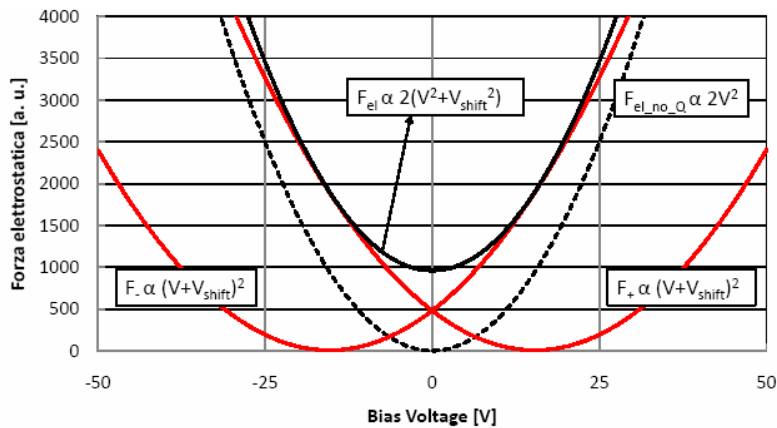


Figura 2.11: Andamento della forza elettrostatica in funzione della tensione  $V$  per il modello di figura 2.10



Prendiamo ora in considerazione una struttura come quella mostrata in figura 2.12. Un layer metallico di area  $A$  è ricoperto con uno strato dielettrico di spessore  $d_e$ , costante dielettrica  $\epsilon_r$  e densità di carica volumica  $\psi(x, y, z)$ . Un ponte di metallo mobile è sospeso sopra il dielettrico con una molla (costante di molla  $k$ ) ad una distanza di riposo pari a  $d_0$ . Una tensione DC di ampiezza  $V$  viene applicata tra il layer metallico e il ponte. Il tutto è immerso nel vuoto. Usando la legge di Gauss e assumendo che il campo elettrico sia allineato perpendicolarmente, in tutta la struttura con l'asse  $z$ , la forza elettrostatica è data da:

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0}{2} \int_{(A)} \left[ \frac{V - \frac{\psi_{eq}(x, y)d_e}{\epsilon_r \epsilon_0}}{d + \frac{d_e}{\epsilon_r}} \right]^2 dx dy \quad (2.11)$$

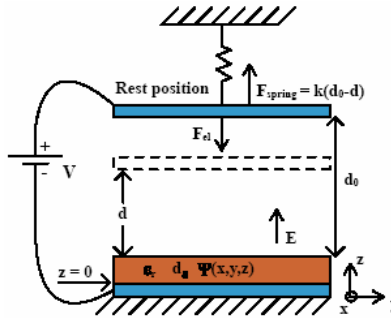


Figura 2.12: Modello di un RF MEMS con carica distribuita

dove  $d$  è lo spazio tra dielettrico e ponte nella situazione non a riposo mentre con

$$\psi_{eq}(x, y) = \int_0^{d_e} \int_{\alpha} \frac{\psi(x, y, z)}{d_e} dz d\alpha \quad (2.12)$$

si intende la distribuzione di carica superficiale equivalente definita come la distribuzione di carica all'altezza  $z = d_e$  che produce la stessa forza elettrostatica della  $\psi(x, y, z)$ . La formula appena scritta non è in contrasto con la 2.8 in quanto nelle figure 2.9 e 2.12 la tensione applicata ha il riferimento invertito e anche il riferimento di posizione  $z$  è opposto.

Da notare che una carica  $Q$  posta sulla superficie del dielettrico ha un  $Q_{eq}$  pari a  $Q$ , mentre la stessa carica  $Q$  posta sul fondo del dielettrico ha un  $Q_{eq}$  pari a 0. Le posizioni di equilibrio elettromeccanico stabile o instabile del ponte mobile sono ottenibili uguagliando la forza elettrostatica  $F_{el}(d)$  con la forza di richiamo della molla  $F_{spring} = k(d_0 - d)$  e saranno quindi espresse dalla seguente relazione:

$$V = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 A} (d_0 - d) \left( d + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r} \right)^2 - \frac{d_\epsilon^2 \sigma^2(\psi_{eq})}{\epsilon_0^2 \epsilon_r^2}} \quad (2.13)$$

dove  $\psi_{eq}$  e  $\sigma^2(\psi_{eq})$  sono rispettivamente media e varianza della distribuzione di carica superficiale equivalente ( $\psi_{eq}(x, y)$ ).

Quindi se da un lato la media della carica equivalente comporta uno shift delle caratteristiche  $d - V$  e  $C - V$ , dall'altro la varianza  $\psi_{eq}(x, y)$  ha effetto sulla compressione delle curve stesse. La presenza di una varianza diversa da zero ha l'effetto di un offset permanente della forza elettrostatica. Da notare che la presenza di una varianza diversa da zero impedisce che la posizione  $d = d_0$  possa essere una posizione di equilibrio del sistema.

La tensione di rilascio del ponte (*tensione di pull-off*,  $V_{PO}$ ), ottenibile dalla formula 2.13 ponendo  $d = 0$ , è una funzione parabolica della varianza della distribuzione di carica:

$$V_{PO} = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{2k d_0 d_\epsilon^2}{\epsilon_r^2 \epsilon_0 A} - \frac{d_\epsilon^2 \sigma^2(\psi_{eq})}{\epsilon_0^2 \epsilon_r^2}} \quad (2.14)$$

Incrementando la varianza, le due tensioni di pull-off si spostano una verso l'altra come mostrato nelle figure 2.13 e 2.14.

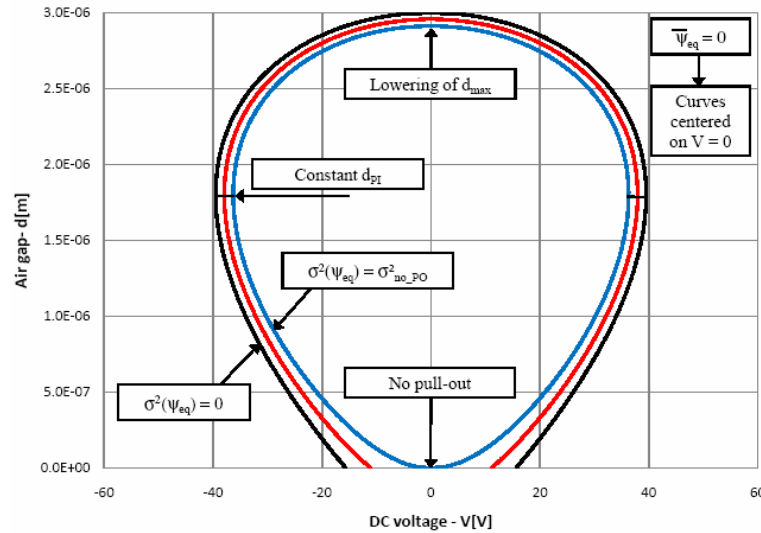


Figura 2.13: Simulazione del restringimento della curva  $d - V$  incrementando  $\sigma^2(\psi_{eq})$  da 0 fino a  $\sigma^2_{no\_PO}$

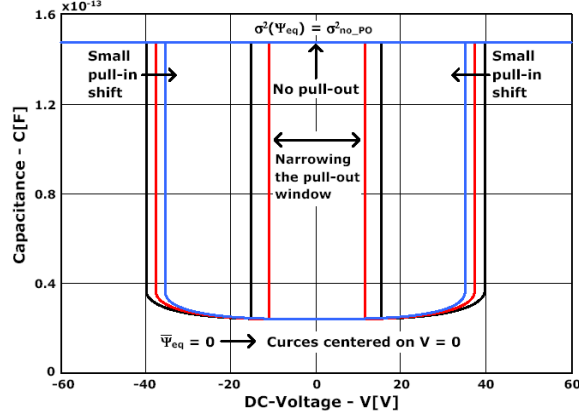


Figura 2.14: Simulazione del restringimento della curva  $C - V$  incrementando  $\sigma^2(\psi_{eq})$  da 0 fino a  $\sigma^2_{no\_PO}$

Questo fenomeno può portare anche al fallimento dello switch a causa di stiction dovuta alla scomparsa del pull-out, che si presenta quando la varianza risulta essere:

$$\sigma_{no\_PO}^2 = \frac{2kd_0\epsilon_0}{A} \quad (2.15)$$

che come si nota non dipende in nessun modo dal dielettrico.

Dall'equazione 2.13 possiamo facilmente mostrare che lo spazio vuoto sotto il ponte alla tensione di pull-in ( $d_{PI}$ ) non è affetto dalla carica ed è dato da  $(2d_0 - d_\epsilon)/3$ .

La tensione di pull-in è funzione della carica intrappolata ed è data da:

$$V_{PI} = \frac{\psi_{eq}d_\epsilon}{\epsilon_0\epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0A} \left( d_0 + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r} \right)^3 - \frac{d_\epsilon^2\sigma^2(\psi_{eq})}{\epsilon_0^2\epsilon_r^2}} \quad (2.16)$$

La tensione di pull-in può scomparire a causa della varianza della distribuzione di carica ( $\psi_{eq}(x, y)$ ). La varianza critica per la tensione di pull-in è data da:

$$\sigma_{no\_PO}^2 = \frac{8kd_\epsilon\epsilon_0}{27A\epsilon_r} \left( 1 + \frac{\epsilon_r d_0}{d_\epsilon} \right)^3 \quad (2.17)$$

Le figure 2.15 e 2.16 mostrano le simulazioni equivalenti alle figure 2.13 e 2.14 incrementando la varianza da  $\sigma^2_{no\_PO}$  a  $\sigma^2_{no\_PI}$ .

Entrambe le curve  $d - V$  e  $C - V$  si modificano gradualmente. Nelle figure sono indicate le curve con mancanza di pull-in o mancanza di pull-out.

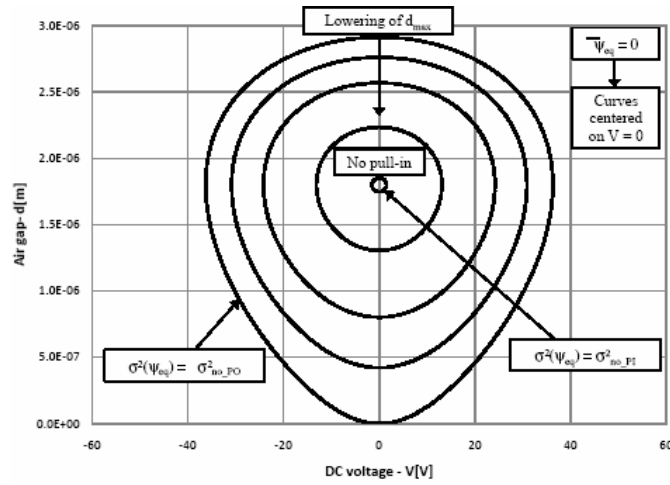


Figura 2.15: Simulazione del restringimento della curva  $d - V$  incrementando  $\sigma^2(\psi_{eq})$  da  $\sigma^2_{no\_PO}$  fino a  $\sigma^2_{no\_PI}$

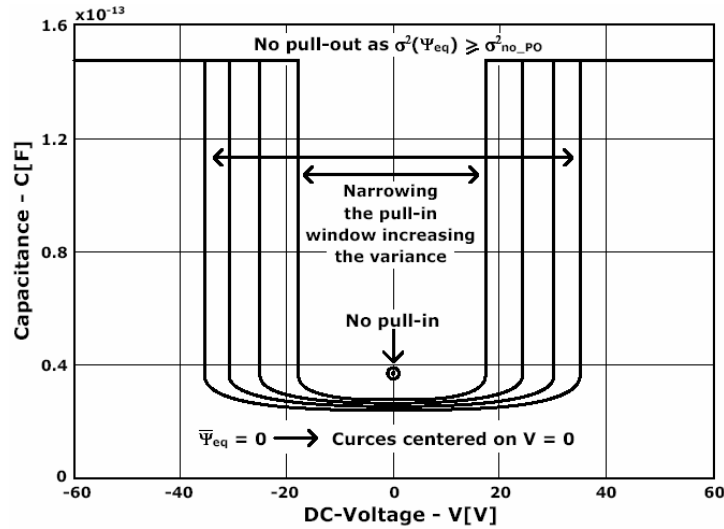


Figura 2.16: Simulazione del restringimento della curva  $C - V$  incrementando  $\sigma^2(\psi_{eq})$  da  $\sigma^2_{no\_PO}$  fino a  $\sigma^2_{no\_PI}$

Dalle formule ottenute possono essere fatte alcune considerazioni:

1. con  $V_{PO} < V_{PI}$ ,  $V_{PO}$  scompare prima di  $V_{PI}$ ;
2. imponendo  $\sigma^2_{no\_PO} = \sigma^2_{no\_PI}$  si ottiene che  $d_\varepsilon = 2\varepsilon_r d_0$  cioè  $V_{PI} = V_{PO}$ ;
3. per fare un dispositivo poco sensibile alle variazioni di media e di varianza della distribuzione di carica servono: una costante di molla grande per unità di area ( $k/A$ ), una grande posizione di riposo del ponte ( $d_0$ ), un basso spessore del dielettrico ( $d_\varepsilon$ ) e una grande costante dielettrica dello stesso ( $\varepsilon_r$ ).

Possiamo quindi dire che solo la varianza di  $\psi_{eq}(x,y)$  è necessaria per spiegare il fenomeno di stiction reversibile del ponte. Per chiarezza la dipendenza delle tensioni di pull-in e pull-out rispetto alla variazione della varianza della carica è illustrata in figura

2.17. Come possiamo vedere la curva della tensione di pull-down incontra lo zero in corrispondenza di  $\sigma^2(\psi_{eq}) = \sigma^2_{no\_PO}$ .

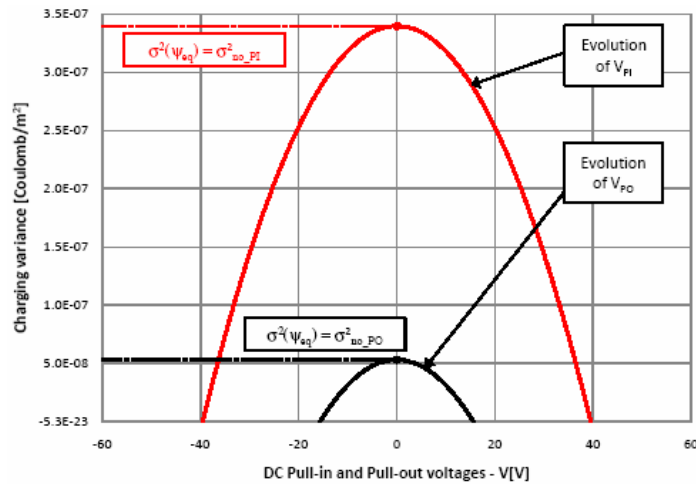


Figura 2.17: Evoluzione di  $V_{PI}$  e di  $V_{PO}$  rispetto a  $\sigma^2(\psi_{eq})$

Finora abbiamo imputato gli shift delle tensioni di attuazione e di rilascio alla varianza della distribuzione di carica superficiale, ma non abbiamo analizzato le cause che possono portare a queste modifiche.

Sostanzialmente possiamo trovare due cause:

- **Il processo di fabbricazione** è la prima sorgente di intrappolamento di carica nel dielettrico. La distribuzione dei difetti e degli stati trappola nel dielettrico durante il processo sono fattori determinanti per determinare la suscettibilità futura del dispositivo.
- **Lo spazio d'aria** rimanente dopo la chiusura del dispositivo può portare ad iniezione di carica nel dielettrico. Il modello qui presentato è un modello semplificato perchè nella realtà il ponte mobile non è rigido, ma si deforma durante l'attuazione. Questa variazione porta ad un cambiamento del campo elettrico generato e quindi anche ad una modifica della carica indotta nel dielettrico. Possiamo dire che nella parte centrale (dove il ponte avrà un piegamento maggiore) ci sarà un intrappolamento di carica nel dielettrico maggiore che nei lati (dove il ponte avrà un piegamento minore).

### 2.3.3 Tensioni di pull-in/out per ponte deformabile

Consideriamo la struttura di figura 2.18[16].

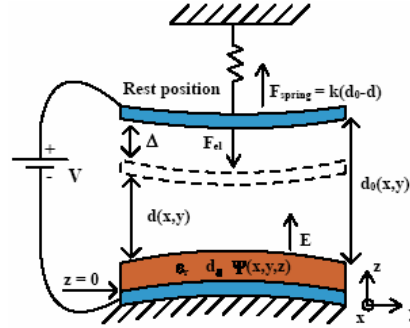


Figura 2.18: Modello di un dispositivo MEMS con cariche intrappolate e air-gap non uniformi

Un piatto metallico deformabile fisso di area  $A$  è coperto da uno strato di dielettrico di spessore fisso  $d_e$ , di costante dielettrica pari a  $\epsilon_r$  e di densità di carica volumica  $\psi(x, y, z)$ . Un ponte metallico mobile rigido, ma non piatto, è sostenuto da una molla con costante di molla  $k$  e sospeso ad un'altezza di riposo  $d_0(x, y)$ .

Una tensione DC di ampiezza  $V$  è applicata tra ponte e dielettrico. Usando la legge di Gauss e assumendo che il campo elettrico sia allineato in ogni punto con l'asse  $z$ , il campo elettrico nel dielettrico  $E_e(x, y, z)$  è dato da:

$$E_e(x, y, \tau) = \frac{E_{gap}(x, y)}{\epsilon_r} - \int_{\tau}^{d_e} \frac{\psi(x, y, z)}{\epsilon_r \epsilon_0} dz \quad \text{per } 0 < \tau < d_e \quad (2.18)$$

dove  $E_{gap}(x,y)$  è il campo elettrico nel gap d'aria che è indipendente dalla posizione lungo l'asse  $z$ . I campi elettrici nel gap d'aria e nel dielettrico sono legati alla tensione applicata dalla relazione seguente:

$$V = - \int_0^{d_e} E_e(x, y, \tau) d\tau - (d_0(x, y) - \Delta) E_{gap}(x, y) \quad (2.19)$$

dove  $d_0(x,y)$  è il gap d'aria nella posizione di riposo del ponte sospeso e  $\Delta$  è lo spostamento del ponte dalla sua posizione di riposo. Dalle equazioni 2.17 e 2.18 possiamo isolare  $E_{gap}(x,y)$  per esprimere la forza elettrostatica  $F_{el}$  come segue:

$$F_{el}(\Delta) = \frac{1}{2\epsilon_0} \int_{Area} \alpha(x, y, \Delta)^2 \left[ V - \frac{\psi_{eq}(x, y) d_e}{\epsilon_0 \epsilon_r} \right]^2 dx dy \quad (2.20)$$

dove

$$\alpha(x, y, \Delta) = \frac{\epsilon_0}{(d_0(x, y) - \Delta) + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r}} \quad (2.21)$$

è la distribuzione di capacità e

$$\psi_{eq}(x, y) = \int_0^{d_\epsilon} \int_{\mathcal{X}} \frac{\psi(x, y, z)}{d_\epsilon} dz d\mathcal{X} \quad (2.22)$$

è la distribuzione di carica superficiale equivalente. Imponendo  $z = d_\epsilon$ ,  $\psi_{eq}(x, y)$  produce la stessa forza elettrostatica della  $\psi(x, y, z)$ . L'equazione 2.19 può essere riscritta per ottenere una forma più compatta nel seguente modo:

$$F_{el}(\Delta) = \frac{A}{2\epsilon_0} \left[ (V\mu_\alpha - \mu_\beta)^2 + V^2\sigma_\alpha^2 + \sigma_\beta^2 - 2V \text{cov}_{(\alpha, \beta)} \right] \quad (2.23)$$

dove

$$\beta(x, y, \Delta) = \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} \psi_{eq}(x, y) \alpha(x, y) \quad (2.24)$$

è la distribuzione di carica alla sommità dell'elettrodo di attuazione dovuta alla carica intrappolata nel dielettrico. Inoltre  $\mu$ ,  $\sigma^2$  e  $cov$  indicano rispettivamente media, varianza e covarianza dei parametri  $\alpha(x, y, \Delta)$  e  $\beta(x, y, \Delta)$ .

Nell'approssimazione di avere una molla ideale, con costante di molla  $k$ , la forza della molla applicata al ponte mobile è proporzionale allo spostamento dalla posizione di riposo ed è data da:

$$F_{spring}(\Delta) = k(d_0(x, y) - d(x, y)) = k\Delta \quad (2.25)$$

La posizione di equilibrio del sistema è determinata eguagliando la forza elettrostatica alla forza di richiamo della molla, si ottiene così la seguente relazione:

$$\frac{2\epsilon_0 k \Delta}{A} = (V\mu_\alpha - \mu_\beta)^2 + V^2\sigma_\alpha^2 + \sigma_\beta^2 - 2V \text{cov}_{(\alpha, \beta)} \quad (2.26)$$

Possiamo ora distinguere alcuni casi generali:

- **Carica equivalente e air-gap uniformi;**
- **Carica equivalente distribuita secondo una variabile aleatoria (V.A.) e air-gap uniforme;**
- **Air-gap distribuito secondo una V.A. in assenza di carica equivalente;**
- **Carica equivalente uniforme e air-gap distribuito secondo una V.A.;**
- **Carica equivalente e air-gap distribuiti secondo due V.A.**

### 2.3.4 Carica equivalente e air-gap uniformi

In questo caso abbiamo che:

$$d_0(x, y) = d_0 \quad e \quad \psi_{eq}(x, y) = \psi_{eq} \quad (2.27)$$

Con queste semplificazioni la forza elettrostatica può essere riscritta come

$$F_{el}(\Delta) = \frac{A}{2\epsilon_0} (V\mu_a - \mu_\beta)^2 = \frac{\epsilon_0 A}{2} \left[ \frac{1}{d_0 - \Delta + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r}} \right]^2 \left( V - \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} \right)^2 \quad (2.28)$$

La condizione di carica uniforme comporta una traslazione costante della tensione nella caratteristica  $F_{el} - V$ . Poiché lo scostamento della tensione è indipendente dal restringimento dell'altezza dell'air-gap, la caratteristica  $C - V$  non è modificata dalla presenza della carica ma solo spostata in tensione come mostrato in figura 5.2 con  $Q = A \psi_{eq}$ . Quando  $\psi_{eq} = 0$ , le tensioni di pull-in e di pull-out sono esprimibili come:

$$V_{PO} = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{2kd_0 d_\epsilon^2}{\epsilon_0 \epsilon_r^2 A}} \quad (2.29)$$

$$V_{PI} = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 A} \left( d_0 + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r} \right)^3} \quad (2.30)$$

Una distribuzione di carica equivalente uniforme non può spiegare i fenomeni di stiction e di restringimento della curva del DC-Sweep dei MEMS. Infatti in questa trattazione si nota solo uno shift della curva  $C-V$  e non un restringimento della curva stessa.

### 2.3.5 Carica equivalente distribuita secondo una V.A. e air-gap uniforme

In questo caso possiamo scrivere che:

$$d_0(x, y) = d_0 \quad (2.31)$$

e quindi la forza elettrostatica può essere riscritta nel seguente modo:

$$F_{el}(\Delta) = \frac{\epsilon_0 A}{2} \left[ \frac{F_{el1} = \frac{A}{2\epsilon_0} \left[ (V\mu_a - \mu_\beta)^2 + \sigma^2 \right]}{d_0 - \Delta + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r}} \right]^2 \left[ \left( V - \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} \right)^2 + \left( \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r \epsilon_0} \right)^2 \sigma^2 (\psi_{eq}) \right] \quad (2.32)$$



dove  $\psi_{eq}$  e  $\sigma^2(\psi_{eq})$  sono media e varianza della distribuzione di carica superficiale equivalente ( $\psi_{eq}(x, y)$ ).

La posizione di equilibrio elettromeccanico del ponte mobile è ottenibile dall'equazione 2.25 e può essere espressa come:

$$V = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 A} (d_0 - d) \left( d + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r} \right)^2 - \frac{d_\epsilon^2 \sigma^2(\psi_{eq})}{\epsilon_0^2 \epsilon_r^2}} \quad (2.33)$$

Possiamo vedere che, mentre la media della carica superficiale equivalente comporta uno shift della caratteristica C – V come nel caso precedente, la varianza di  $\psi_{eq}(x, y)$  modifica la forma della caratteristica stessa. Una varianza diversa da zero comporta un offset nella forza dipendente dallo spessore dell'air-gap, ma non modifica la polarità della tensione di attuazione o il segno della carica intrappolata. Nel seguente caso le tensioni di pull-in e pull-out possono essere espresse come:

$$V_{PO} = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{2kd_0 d_\epsilon^2}{\epsilon_r^2 \epsilon_0 A} - \frac{d_\epsilon^2 \sigma^2(\psi_{eq})}{\epsilon_0^2 \epsilon_r^2}} \quad (2.34)$$

$$V_{PI} = \frac{\psi_{eq} d_\epsilon}{\epsilon_0 \epsilon_r} \pm \sqrt{\frac{8k}{27 \epsilon_0 A} \left( d_0 + \frac{d_\epsilon}{\epsilon_r} \right)^3 - \frac{d_\epsilon^2 \sigma^2(\psi_{eq})}{\epsilon_0^2 \epsilon_r^2}} \quad (2.35)$$

Incrementando la varianza di  $\psi_{eq}(x, y)$ , le tensioni di pull-in e pull-out positive e negative si avvicinano rispettivamente l'una all'altra.

Essendo questo il caso di ponte rigido rimando al paragrafo precedente per una trattazione completa.

### 2.3.6 Air-gap distribuito secondo una V.A. in assenza di carica equivalente

In questo caso abbiamo che:

$$\psi_{eq}(x, y) = 0 \quad (2.36)$$

e quindi l'espressione della forza elettrostatica diventa:

$$F_{el} = \frac{AV^2}{2\epsilon_0} [\mu_\alpha^2 + \sigma_\alpha^2] \quad (2.37)$$

La varianza della distribuzione della capacità, che è introdotta dalla non uniformità del

gap d'aria, produce un offset nella forza elettrostatica. Un dispositivo con capacità  $A\mu_a$  si comporta, per quanto riguarda l'attuazione, come se avesse una capacità maggiore pari a:

$$A\sqrt{\mu_a^2 + \sigma_a^2}$$

Siccome l'offset nella forza elettrostatica è in questo caso proporzionale alla radice quadrata della tensione applicata, il dispositivo viene riaperto completamente quando la tensione è riportata a zero.

La posizione di equilibrio elettromeccanico del ponte mobile non è ottenibile in modo matematico in funzione del parametro  $\Delta$ , che è "nascosto" nella media e nella varianza della distribuzione di capacità. La condizione di equilibrio può comunque essere espressa nei casi più generali come:

$$V = \pm \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 k (d_0(x, y) - d(x, y)) / A}{\mu_a^2 + \sigma_a^2}} = \pm \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 k \Delta / A}{\mu_a^2 + \sigma_a^2}} \quad (2.38)$$

### 2.3.7 Carica equivalente uniforme e air-gap distribuito secondo una V.A

In questo caso abbiamo che:

$$\psi_{eq}(x, y) = \psi_{eq} \quad (2.39)$$

e quindi la formula della forza elettrostatica può essere semplificata nel seguente modo

$$F_{el} = \frac{A}{2\varepsilon_0} \left( V - \frac{\psi_{eq} d_\varepsilon}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2 [\mu_a^2 + \sigma_a^2] \quad (2.40)$$

La situazione è pressoché identica a quanto detto nel paragrafo precedente. La carica distribuita uniformemente produce un ulteriore shift nella tensione. Anche in questo caso la condizione di equilibrio può essere espressa nei casi più generali come:

$$V = \frac{\psi_{eq} d_\varepsilon}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \pm \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 k \Delta / A}{\mu_a^2 + \sigma_a^2}} \quad (2.41)$$

Se confrontiamo la 2.39 con la 2.41 notiamo che la tensione è semplicemente incrementata di un fattore costante. Il dispositivo si riapre completamente ad una tensione pari a  $V = \psi_{eq} d_\varepsilon / (\varepsilon_r \varepsilon_0)$ .

### 2.3.8 Carica equivalente e air-gap distribuiti secondo due V.A.

In questo caso la formula della forza elettrostatica non può essere semplificata. Risulta intuitivo pensare che in questo caso il comportamento del dispositivo sia dato da una combinazione degli effetti visti nei casi precedenti. Per una trattazione più approfondita si rimanda a [16].

## 2.4 Strategie adottate per contrastare il Dielectric Charging

Come si è visto, l'affidabilità del dispositivo è pregiudicata dalla qualità del dielettrico utilizzato per realizzarlo, quindi un primo accorgimento che potrebbe essere adottato per ridurre l'intrappolamento di cariche è implementare dispositivi che al posto del comune nitrato di silicio usino come *dielettrico il biossido di silicio*, che detiene una minore densità di trappole e quindi induca una minore iniezione di cariche al suo interno. Adottando questa configurazione, va tenuto presente che si ha un minor rapporto capacitivo dovuto alla permittività più bassa del dielettrico.

In oltre, ciò che più conta e fa la differenza, è il *processo* con il quale si realizza questo ossido, ovvero: il biossido di silicio è sicuramente un buon materiale dielettrico ma non sempre si usa questo ossido cresciuto termicamente. Spesso si usano tecniche diverse per velocizzare il processo, e non si fa crescere l'ossido puramente su del silicio andando così a compromettere le sue ottime qualità. Ciò che attualmente si fa per mitigare i problemi introdotti dal processo è utilizzare opportune tecniche di polarizzazione.

Un altro modo per cercare di ridurre il dielectric charging è sfruttare l'*effetto Frenkel-Poole* per il quale l'iniezione di carica ha un andamento esponenziale in funzione della tensione applicata: una riduzione di 6V della tensione di attuazione ha come effetto un allungamento di 10 volte della vita dello switch. Non si possono però progettare switch con tensione di pull-in troppo bassa in quanto si dovrebbe apportare anche un grosso abbassamento della costante di molla con conseguenti problemi di Stiction. Un buon compromesso può essere quello di adottare una tensione di azionamento di 25-35V.

Altra soluzione adottata è quella che prevede l'uso di una *tensione di attuazione bipolare*. L'attuazione di uno switch MEMS è indipendente al segno della tensione applicata. Questo permette quindi di usare sia tensioni positive che negative, cercando in questo modo di bilanciare l'iniezione delle cariche con una corrispettiva rimozione. Ciò in realtà non avviene in quanto i meccanismi che regolano l'iniezione e la rimozione non sono simmetrici: l'iniezione risulta molto preponderante e di conseguenza il problema del

dielectric charging non può essere risolto completamente in questo modo.

Una soluzione che risolve il problema alla radice è quella che prevede l'utilizzo di due elettrodi, detti elettrodi di pull-down, posti lateralmente alla regione di contatto capacitiva (come si può vedere in figura 2.19) [30].

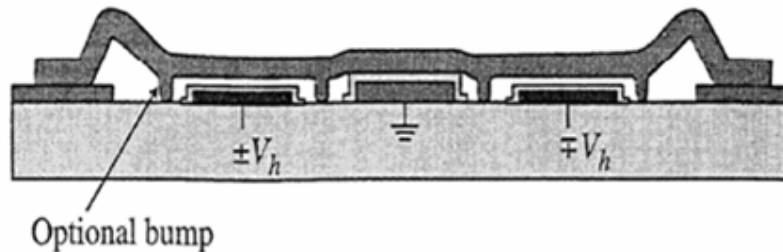


Figura 2.19: Switch MEMS che utilizza la soluzione degli elettrodi di pull-down per risolvere il problema del dielectric charging

I due elettrodi vengono polarizzati con tensioni complementari in modo che la tensione dell'elettrodo capacitivo sia sempre zero per simmetria. In questo modo si può utilizzare come dielettrico della regione centrale anche un materiale, come il nitruro di silicio, che presenti un'alta densità di trappole. Gli elettrodi di pull-down invece rimangono coperti da biossido di silicio. La configurazione che prevede l'utilizzo di due elettrodi di pull-down richiede che la membrana sia sufficientemente rigida per garantire che la forza di contatto sulla regione centrale sia abbastanza alta. Per ottenere ciò si può anche rialzare la zona centrale rispetto ai due elettrodi di pull-down. Un'altro accorgimento che si può adottare è quello di mantenere, mentre lo switch è attuato, la trave MEMS sospesa rispetto alla superficie dei due elettrodi di pull-down. Questo può essere fatto tramite delle sporgenze isolanti poste sulla trave piuttosto che poste sulla superficie fissa.

Una soluzione innovativa, sperimentata in questo progetto di tesi, consiste nel tentativo di attuare gli switch RF-MEMS attraverso una pressione d'aria quantificata in modo preciso da consentire la discesa della membrana e quindi l'attuazione del dispositivo senza danneggiarlo. Riuscire in una attuazione di questo tipo significa non ricorrere all'applicazione di una tensione elettrica e quindi rendere impossibile l'accumulo di carica nel dielettrico. A tale fine si è realizzato un set-up di misura innovativo che verrà illustrato nel capitolo quattro, sistema che per la precisione non permette l'attuazione del dispositivo, ma sopporta lo studio e le misurazioni delle caratteristiche elettromeccaniche degli switch, eliminando eventuali fenomeni parassiti indotti dal fenomeno dell'intrappolamento di carica.

## *Capitolo 3*

# Intrappolamento di carica in interruttori RF-MEMS e confronto con dispositivi dielectric-less durante stress di attuazione prolungata

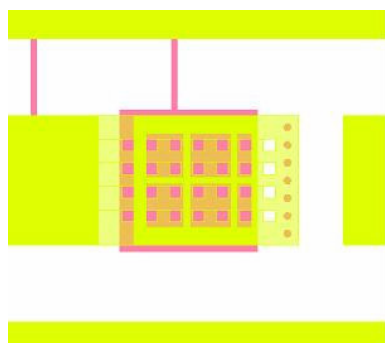
Uno dei problemi affidabilistici più comune nei dispositivi MEMS attuati elettrostaticamente è l'intrappolamento di carica in strati dielettrici. Come illustrato nel capitolo precedente tale fenomeno può alterare in modo significativo il comportamento del dispositivo per cui non può essere trascurato, ma è necessario indagarlo tramite lo studio dell'evoluzione dei principali parametri elettrici degli switch RF-MEMS.

Ci si aspetterebbe di non riscontrare questo fenomeno in dispositivi privi dello strato di dielettrico sopra l'elettrodo di attuazione, dispositivi tipicamente chiamati dielectric-less, in quanto verrebbe da pensare che essendo sprovvisti di questo strato le cariche non possono intrappolarsi, ma come già alcuni studi hanno dimostrato, tale congettura non è vera. Di seguito si sono presi in analisi vari dispositivi dielectric-less e si è condotta una serie di test di attuazione prolungata su di essi esaminando l'evoluzione dei parametri di scattering  $S_{11}$  e  $S_{21}$  dopo ogni ciclo di stress subito dal dispositivo. La variazione delle curve d'isteresi mostrano un restringimento ed una traslazione verso sinistra, indice di un intrappolamento di carica con effetto sul dispositivo di richiedere una tensione di attuazione inferiore. L'analisi svolta comprende anche l'osservazione della fase di recovery del dispositivo e l'esecuzione di topografie prima e dopo lo stress dello switch per valutare il degrado subito.

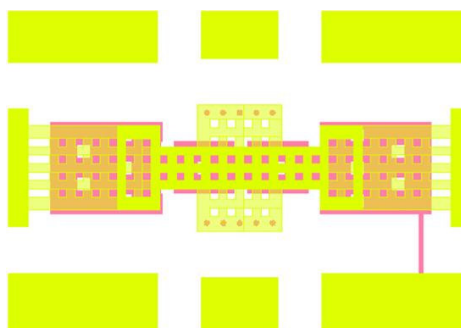
### 3.1 Polarizzazione continuata

I dispositivi di seguito illustrati sono stati sottoposti a stress di attuazione prolungata così d'avere una prima indicazione della loro sensibilità alla carica intrappolata nel dielettrico e al fenomeno dello stiction. I dispositivi sono stati realizzati da FBK, Trento, nell'ambito del progetto ESA Redundancy Switch. Tale progetto, finanziato dall'European Space Agency, ha proprio l'obiettivo di studiare il comportamento di interruttori RF-MEMS e predirne lo stato di vita dopo lunghi periodi di attuazione (fino a 15 anni). I dispositivi studiati sono stati sia interruttori doppiamente ancorati (bridge) che a cantilever. Il design delle principali tipologie analizzate e' presentato nelle figure seguenti.

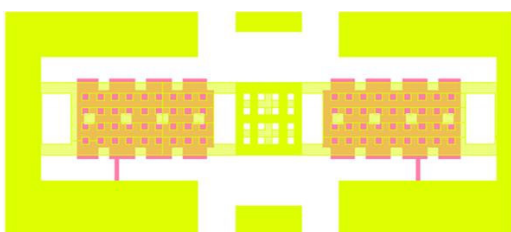
REF – Cantilever



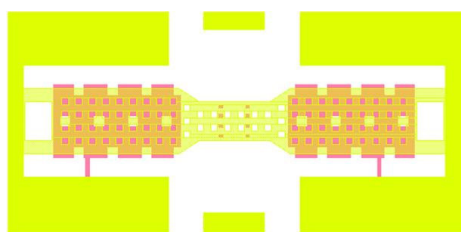
Con Pillars tipo S - Bridge

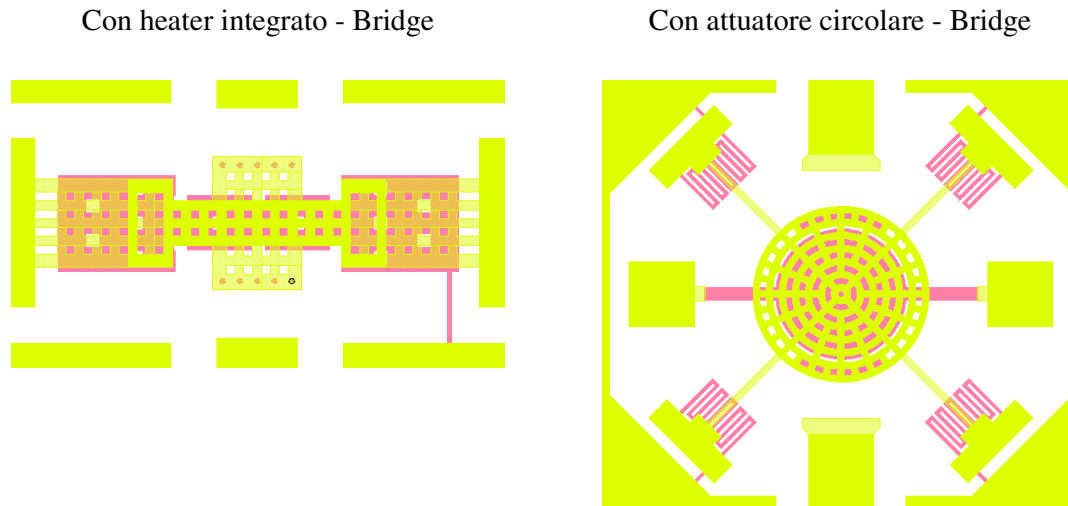


Con Pillars tipo D - Bridge



Con Pillars tipo B - Bridge





### 3.1.1 Set-up di misura

Tutti i test svolti su tutti i dispositivi descritti sono stati fatti in regime continuo, applicando una tensione costante al pad d'attuazione mentre alla porta d'ingresso RF è applicato un segnale di potenza 0dBm a 6GHz. L'evoluzione dei parametri  $S$  è stata monitorata durante tutto il periodo di stress, così come eventuali traslazioni dei parametri elettro-meccanici ( $\pm V_{act}$ ,  $\pm V_{rel}$ ) dopo lo stress ( $V_{BIAS} = 0V$ ) ad ogni step di misura. Nella figura sottostante è riportata una rappresentazione schematica della configurazione di misura adottata per effettuare gli stress.

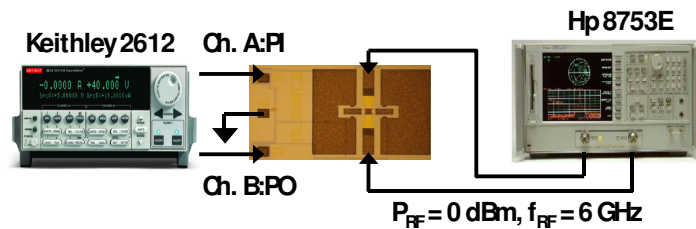


Figura 3.1: Set-up di misura utilizzato per la polarizzazione continua dello switch

### 3.2 Risultati sperimentali

Gli stress di attuazione prolungata di 4 ore hanno portato alle seguenti considerazioni:

- L'interruttore a cantilever base mostra il peggiore comportamento al fenomeno del dielectric charging con l'eccezione di REF-C;

- Gli switches REF e TOGGLE SHUNT B sono in genere i più sensibili al dielectric charging (con l'eccezione degli switch REF-C);
- Stopping Pillars sono buoni switch, ma hanno dimostrato scarse prestazioni RF a 6 GHz;
- UFO-OAIR1 hanno dimostrato un buon comportamento complessivo.

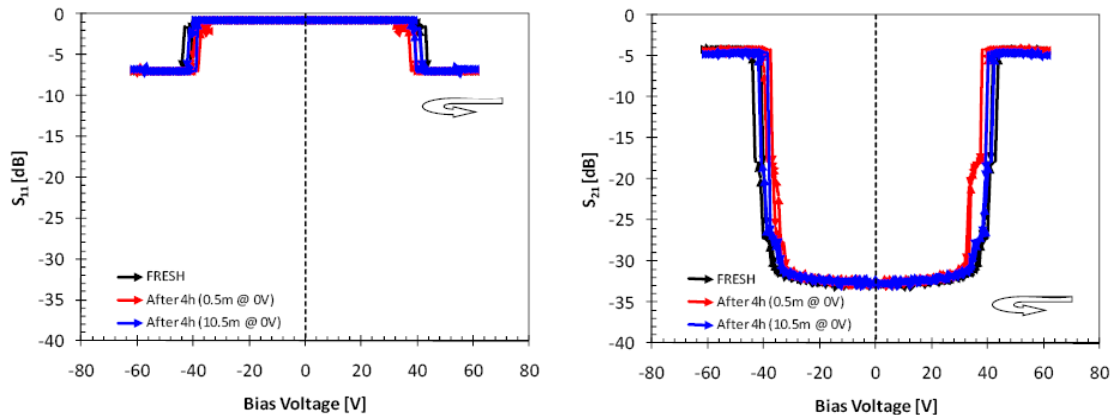
Per ciascuno di questi dispositivi sono stati riportati i seguenti dati/grafici:

- Confronto delle curve di  $S_{11}(V_{BIAS})$  prima della prova, subito dopo lo stress d'attuazione prolungata di 4ore, e dopo 10.5 minuti dal tempo di rilascio;
- Confronto delle curve di  $S_{21}(V_{BIAS})$  prima della prova, subito dopo lo stress d'attuazione prolungata di 4ore, e dopo 10.5 minuti dal tempo di rilascio;
- Evoluzione come funzioni nel tempo di  $S_{11} @ V_{max}$  e  $S_{21} @ V_{max}$  durante lo stress;
- Evoluzione della tensione di attuazione e rilascio monitorate a intervalli di tempo selezionato, durante la fase di recupero.

Nella tabella di sottostante e nei successivi grafici sono riportate queste informazioni:

#	Time [s]	VMIN	@ 0 V		VMAX	@ VMAX		- VMAX	@ - VMAX		V <sub>ACT+</sub> [V]	V <sub>REL+</sub> [V]	V <sub>ACT-</sub> [V]	V <sub>REL-</sub> [V]	I <sub>ACT</sub> @ VMAX	I <sub>ACT</sub> @ - VMAX
			S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>		S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>		S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>						
Fresh	0	0	-0.77	-32.73	60	-6.96	-4.38	-60	-6.98	-4.24	44	36	-44	-36	1.08E-10	-1.39E-10
After 4h stress (30s @ 0V)	14430	0	-0.77	-32.56	60	-6.95	-4.28	-60	-6.90	-4.43	40	32	-41	-32	1.13E-10	-1.34E-10
After 4h stress (1.5m @ 0V)	14490	0	-0.77	-32.61	60	-6.86	-4.57	-60	-6.82	-4.62	41	32	-41	-33	1.70E-10	-1.16E-10
After 4h stress (3.5m @ 0V)	14610	0	-0.77	-32.61	60	-6.80	-4.67	-60	-6.80	-4.74	41	33	-41	-33	1.15E-10	-1.31E-10
After 4h stress (5.5m @ 0V)	14730	0	-0.76	-32.63	60	-6.77	-4.88	-60	-6.75	-4.90	42	33	-41	-33	1.39E-10	-1.20E-10
After 4h stress (10.5m @ 0V)	15030	0	-0.76	-32.63	60	-6.78	-4.93	-60	-6.84	-4.87	42	34	-42	-34	1.14E-10	-1.16E-10

Tabella 3.1: Dati ricavati dopo 4 ore di stress su S-Pi Switch





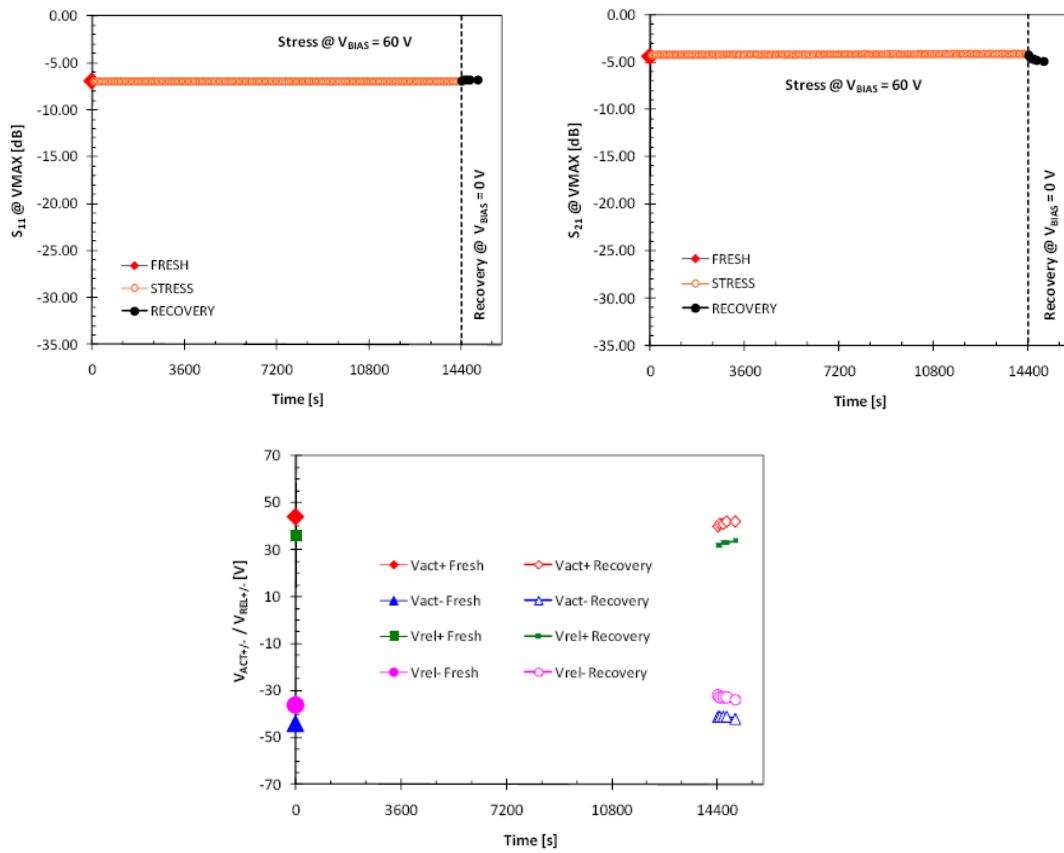


Figura 3.2 Esempi di grafici relative allo stress di 4 ore nei S-Pi Switch

Nella tabella 3.2 e nelle figure dalla 3.3 alla 3.6 è riassunto il comportamento complessivo dei dispositivi dopo le 4 ore d'attuazione prolungata. Al fine di confrontare e valutare la robustezza degli interruttori in prova a un tale stress, nei grafici seguenti è possibile vedere il confronto tra le variazioni della tensione di attuazione e di rilascio.

Di fianco alle figure, è riportata una tabella con evidenziati gli switch che hanno mostrato minime variazioni delle loro caratteristiche elettriche in seguito allo stress di attuazione prolungata.

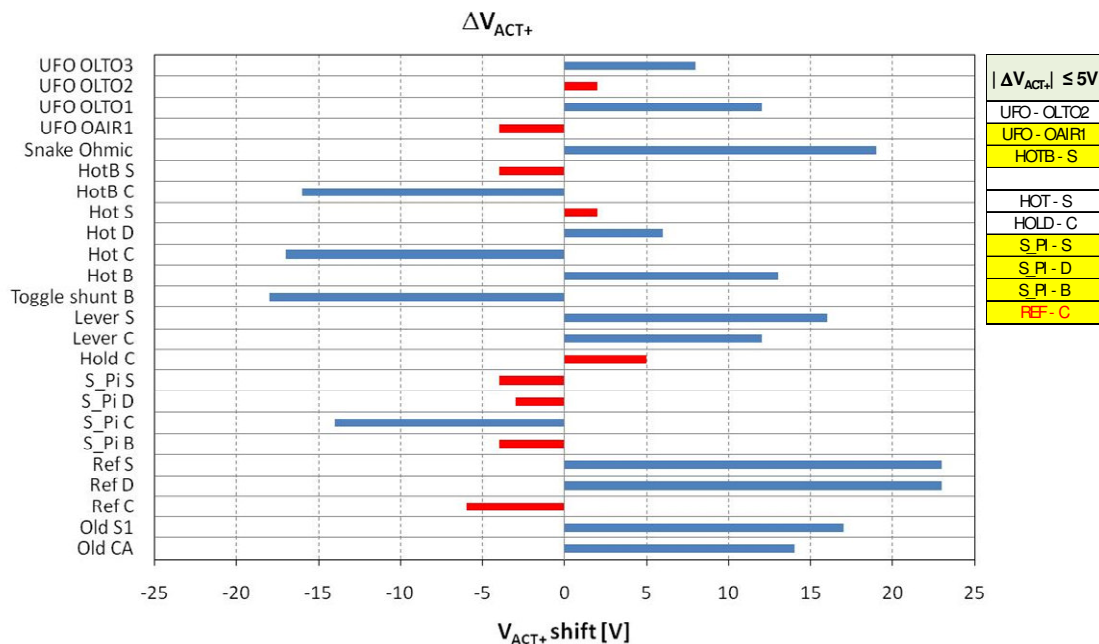


Figura 3.3: Variazione della  $V_{ACT+}$  dopo l'attuazione prolungata per 4 ore

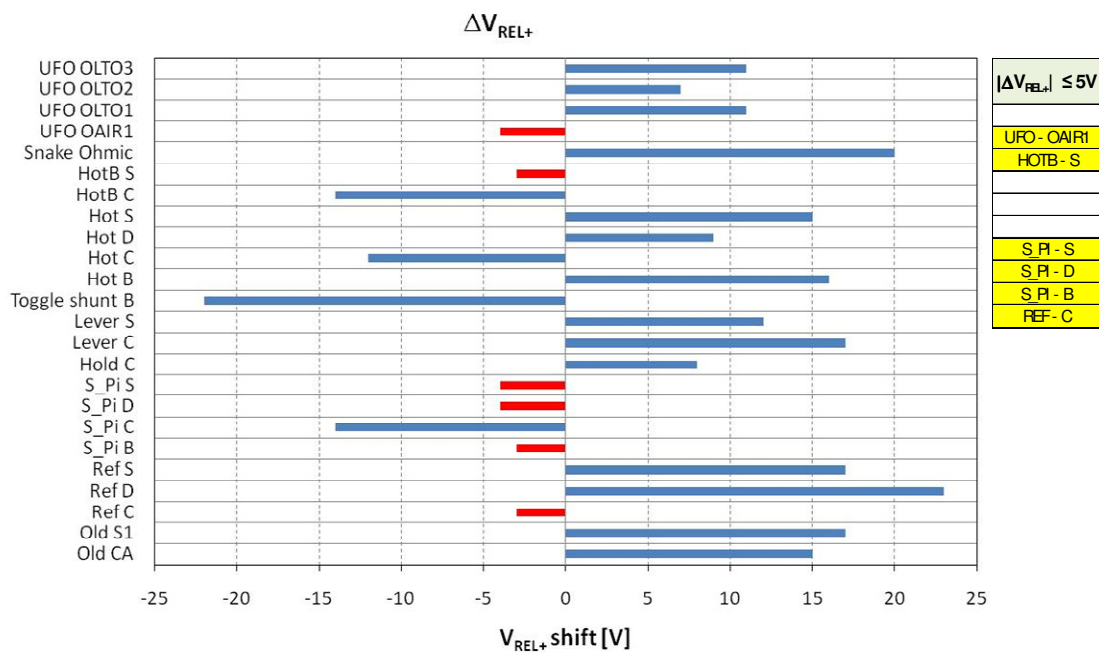


Figura 3.4: Variazione della  $V_{REL+}$  dopo l'attuazione prolungata per 4 ore

*Intrappolamento di carica in interruttori RF-MEMS e confronto con dispositivi dielectric-less durante stress di attuazione prolungata*

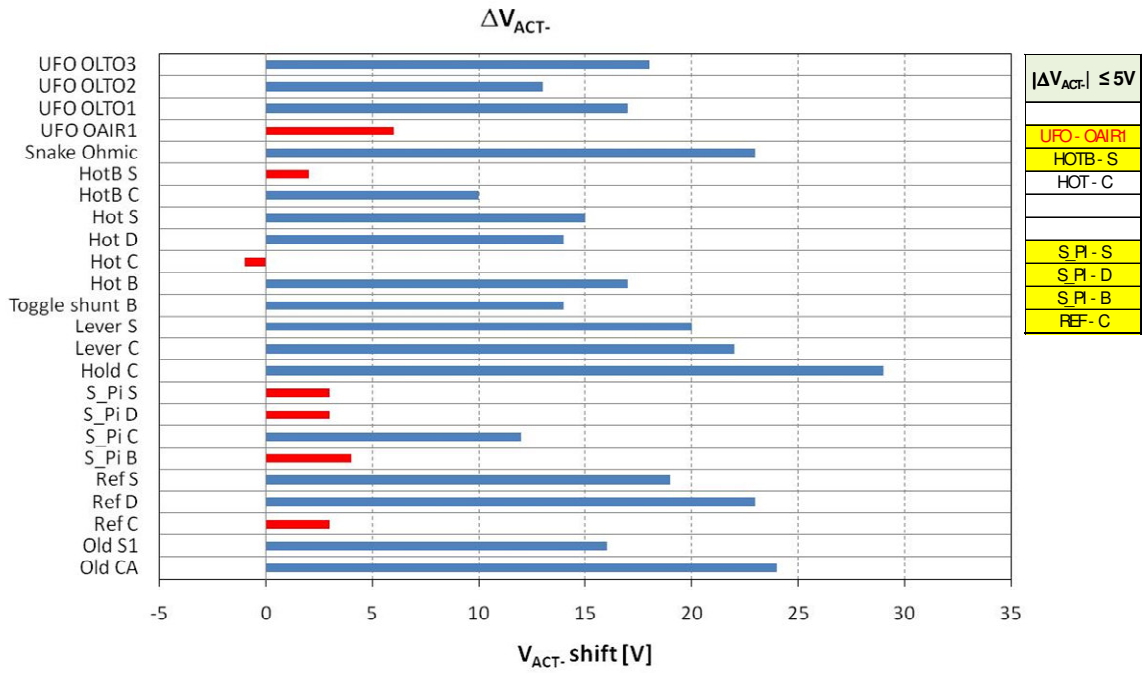


Figura 3.5: Variazione della  $V_{ACT-}$  dopo l'attuazione prolungata per 4 ore

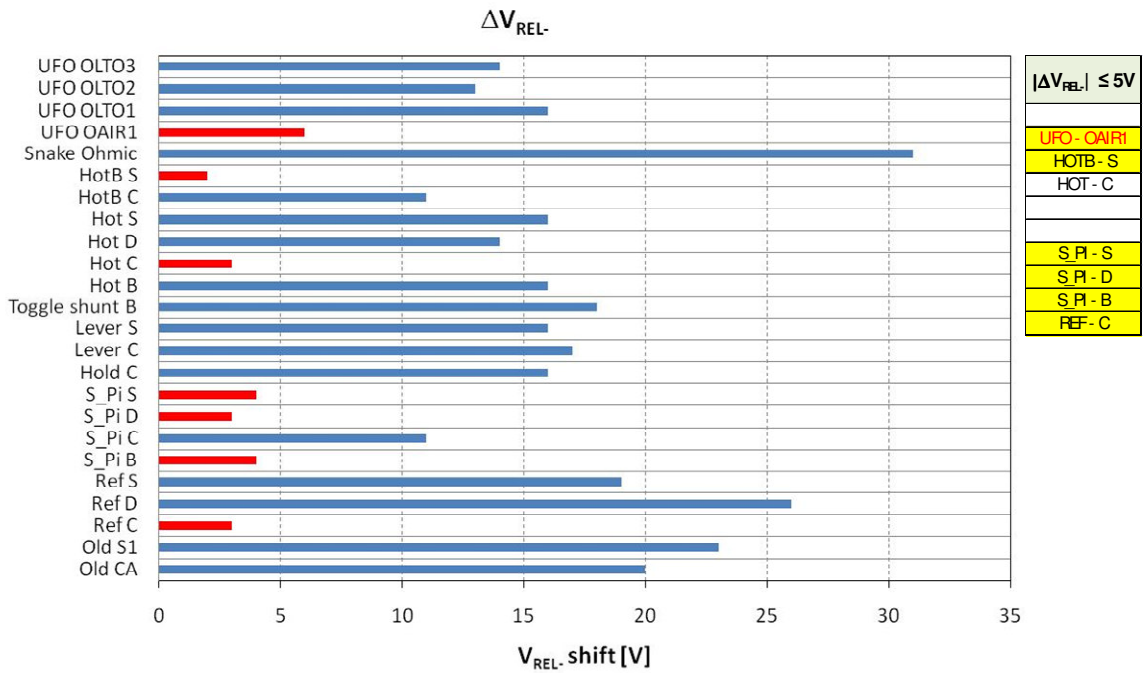


Figura 3.6: Variazione della  $V_{REL-}$  dopo l'attuazione prolungata per 4 ore

### 3.3 Analisi dei risultati ottenuti

Dall'esecuzione di questi stress sono stati ottenuti dei risultati sperimentali interessanti che permettono di comprendere meglio il fenomeno del Dielectric Charging nei dispositivi presi in esame. Il primo punto di analisi è stato lo studio della variazione relativa alle tensioni di attuazione positive e negative rispetto al valore iniziale (dispositivo non stressato). I grafici sono riportati rispettivamente in figura 3.7 e 3.8.

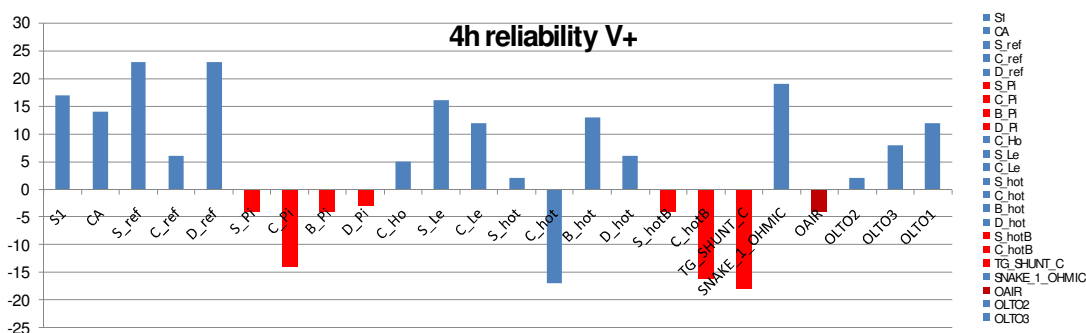


Figura 3.7: Variazione della tensione positiva di attuazione dopo le 4 ore di attuazione continue

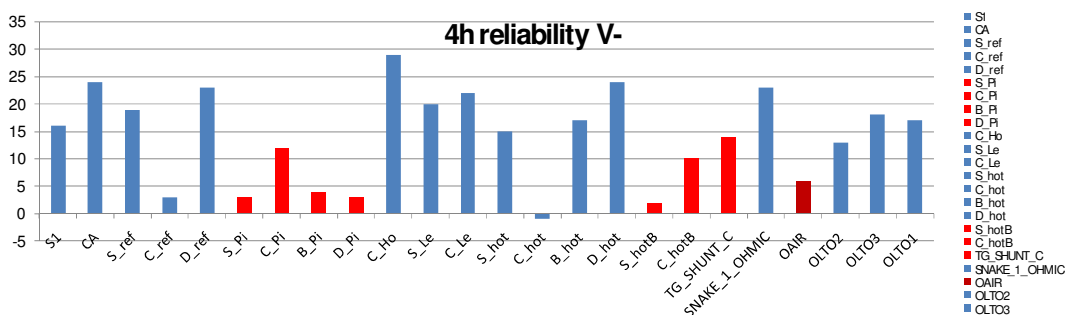


Figura 3.8: Variazione della tensione negativa di attuazione dopo le 4 ore di attuazione continue

Dai grafici si osserva che i dispositivi con stopping pillars (nominalmente privi di dielettrico sopra l'attuatore in polisilicio) hanno un comportamento diverso rispetto agli altri switch, ma la loro variazione di tensione d'attuazione non è così piccola come previsto.

La variazione, tuttavia, come si può vedere dal grafico va *nella direzione opposta* rispetto agli altri dispositivi in caso di azionamento a tensioni positive, ma *nella stessa direzione* in caso di azionamento a tensioni negative.

In altre parole, nello stress con tensione positiva di attuazione per quattro ore, la tensione si sposta a valori più positivi in caso di dispositivi tradizionali (con dielettrico), mentre rimane simmetrica rispetto all'inversione di polarità nel caso dei dispositivi con pillars, ma i valori assoluti diminuiscono in qualche misura.

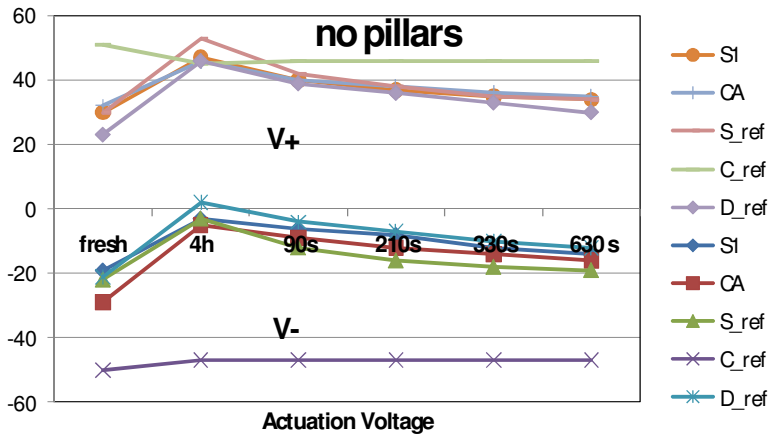


Figura 3.9: Evoluzione della tensione di attuazione nei dispositivi No-pillars

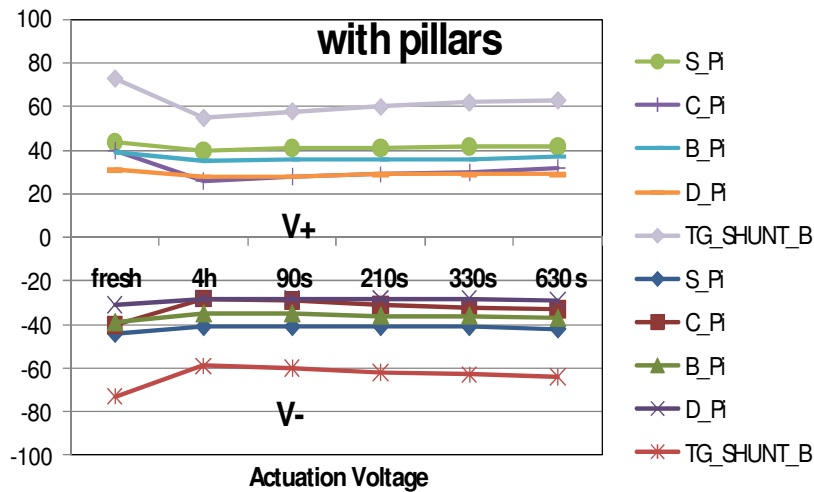


Figura 3.10: Evoluzione della tensione di attuazione nei dispositivi pillars

Terminate le 4 ore di polarizzazione continua, si è esaminato il recupero della tensione d'attuazione di tutti i dispositivi analizzati, vedi figura 3.9 e 3.10.

Questi grafici mostrano il comportamento del recupero per le due categorie di dispositivi studiati.

Il trend di recupero può essere modellizzato con una legge di decadimento esponenziale, anche se, soprattutto per gli interruttori con piccolo spostamento di tensione, l'intervallo di misura ( $\pm 1V$ ) potrebbe essere una grande fonte di errore. Si è pensato quindi di utilizzare la seguente legge per modellizzare il comportamento dei dispositivi in esame:

$$V - V_{fresh} = (V_{fresh} - V_{4h}) \cdot e^{-t/\tau}$$

Le rette riportate nelle figure 3.11 e 3.12 sono state ricavate dall'equazione sotto riportata, e permettono di ricavare il tempo di decadimento del dispositivo. Si fa notare che i grafici sono tracciati in scala logaritmica.

$$\text{ABS}[\ln(V - V_{fresh})] = \text{ABS}[\ln(V_{fresh} - V_{4h}) - t/\tau]$$

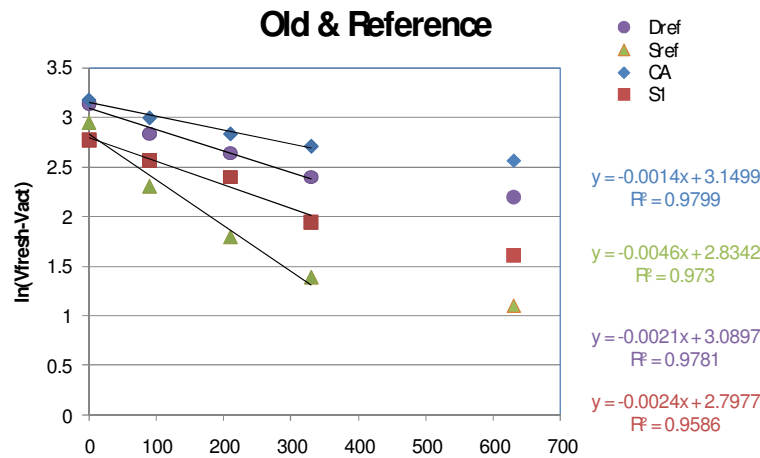


Figura 3.11: : Grafico delle curve del tempo di decadimento  $\tau$  degli interruttori "old" e "ref"

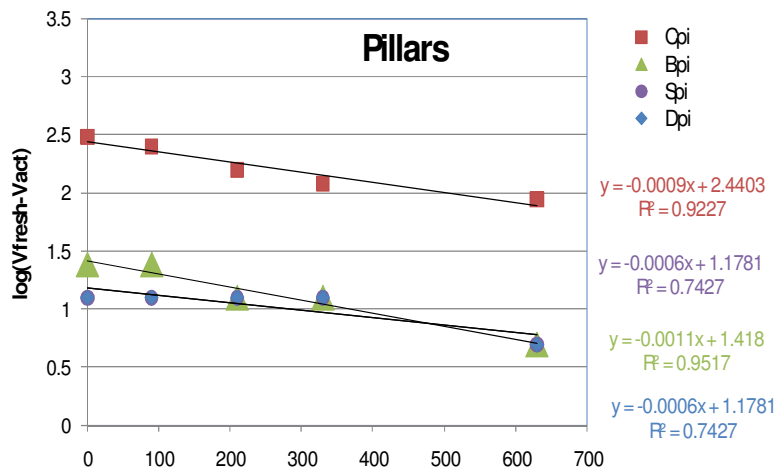


Figura 3.12: Grafico delle curve del tempo di decadimento  $\tau$  degli switch senza dielettrico "pillars"

In generale il decadimento dei dispositivi tradizionali è più veloce rispetto ai switches con pillar (per i no-pillar il quinto punto non è stato incluso nella curva, perché abbassa pesantemente il valore di  $R^2$ ).

Si ipotizza una doppia variazione in questi dispositivi, perché l'ultimo punto è più sensibile al secondo “meccanismo” più lento. D'altra parte, il numero limitato di punti e l'errore di misura (1 passo  $V_{bias}$ ), rende impossibile tentare un confronto con due tempi di decadimento. I tempi di decadimento estrapolati in questo modo sono riportati nella tabella e nel grafico qui di seguito.

Switch	$\tau$ nopillar + (s)	$\tau$ pillar + (s)	$\tau$ nopillar - (s)	$\tau$ pillar - (s)
SI	278		417	
CA	278		714	
S_ref	227		217	
C_ref	-		-	
D_ref	417		476	
S_Pi		909		1667
C_Pi		1250		1111
B_Pi		1111		909
D_Pi		1429		1667
TG_SHUNT_B		1111		1429
SNAKE_1_OHMIC	294		476	
OAIR		2000		3333
OLTO1	385		556	
OLTO2	130		667	
OLTO3	256		588	

Tabella 3.2: Tempo di decadimento degli switches testati

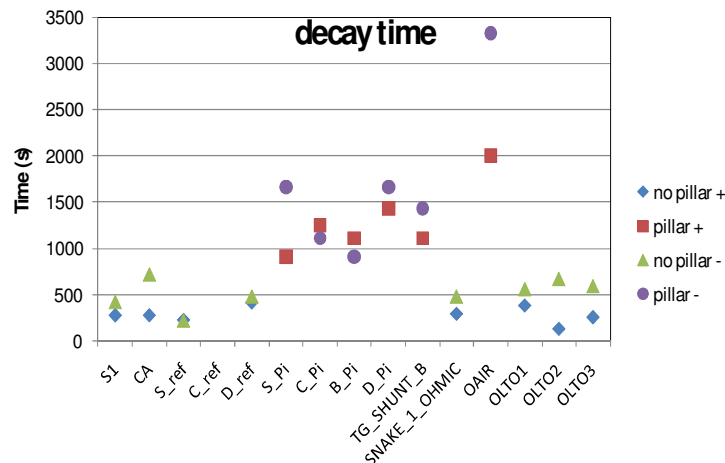


Figura 3.13: Tempo di decadimento degli switches testati

Si è quindi continuata l'analisi dell'intrappolamento di carica in dispositivi dielectric-less studiando il comportamento dei dispositivi con attuatore circolare, presentati nel prossimo paragrafo.

### 3.4 Descrizione fisica degli switch dielectric-less

La tipologia dei dispositivi testati è denominata OAIR: sono dispositivi idealmente privi di dielettrico sopra l'elettrodo d'attuazione, possiedono una membrana spessa  $3\mu\text{m}$ , a forma circolare e sospesa tramite quattro sostegni. Un rinforzo di  $2\mu\text{m}$  è presente sul bordo della membrana per aumentare la loro robustezza. L'air-gap pari a  $g_0 = 3\mu\text{m}$  viene ottenuto rimuovendo il layer sacrificiale con un processo a bassa temperatura per garantire una maggiore planarità del dispositivo.

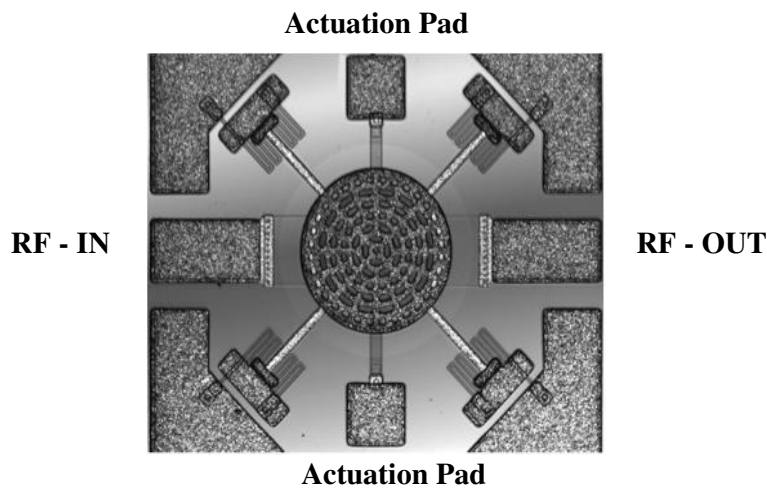
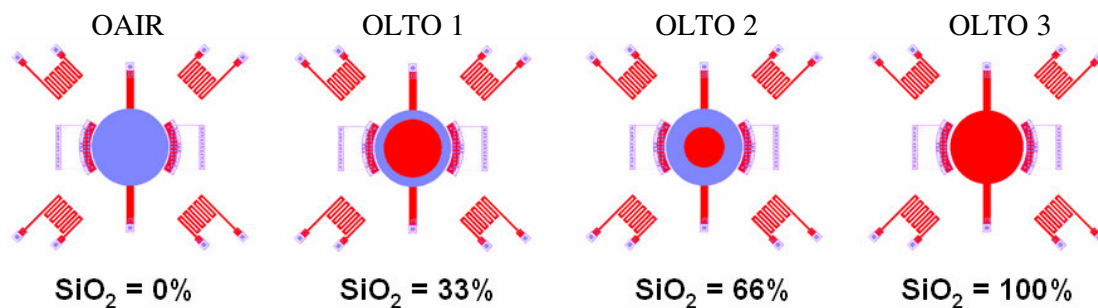


Figura 3.14: Desing di un switch OAIR

Negli OAIR l'elettrodo d'attuazione, in polisilicio, è a forma circolare ed è privo dello strato di ossido che tipicamente ha uno spesso di  $100\text{nm}$  e che ricopre in differente percentuale dispositivi analoghi agli OAIR, denominati OLTO (vedi figura 3.15).



g

Figura 3.15: Layout della zona di attuazione per differenti dispositivi



Tutti questi interruttori sono realizzati dalla FBK-IRST di Trento e la tecnologia utilizzata per la loro fabbricazione consiste in un processo micro-meccanico basato su otto maschere superficiali che verrà descritta nel paragrafo seguente.

### 3.5 Processo per la realizzazione degli switch RF-MEMS

Uno standard RCA di pulizia è usato per pulire il wafer di silicio, in preparazione alla fabbricazione.

#### Deposizione del ossido e del polisilicio

Viene fatto depositare 1 $\mu$ m di ossido di silicio sul wafer.

Si fanno quindi depositare 630nm di polisilicio fissato con Boro e ricotto a 925°C.

#### Maschera 1: Patterining del polisilicio e dell'ossido di campo

I wafer vengono ricoperti con photoresist sensibili ai raggi UV e sequenziati mediante litografia. Il polisilicio esposto al trattamento viene rimosso tramite etching a secco.

Il photoresist residuo viene rimosso dal wafer.

#### Maschera 2: Deposito di Orto silicato tetraetile e contatto d'apertura

300nm di ossido di orto silicato tetraetile (TEOS) viene depositato sul wafer; segue una fase di photolitografia per aprire i contatti (resistori e linee di attuazione).

L'ossido esposto viene rimosso tramite etching a secco ed in seguito il photoresist residuo viene eliminato chimicamente. Questo realizza il contatto elettrico con lo strato di polisilicio sottostante.

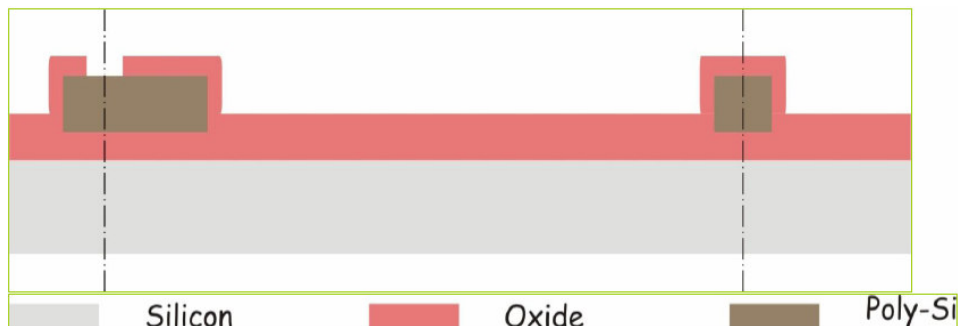


Figura 3.16: Sezione del wafer al secondo step del trattamento chimico

### Maschera 3: Deposito dei metalli e loro patterning

Un multistrato di metalli Ti/TiN/Al/Ti/Tin (30/50/410/60/80nm) viene spruzzato sul wafer. I wafer vengono ricoperti da un photoresist sensibile agli UV e sequenziati litograficamente. Il multistrato di metallo esposto viene rimosso con etching a secco.

Il photoresist rimanente viene tolto dal wafer.

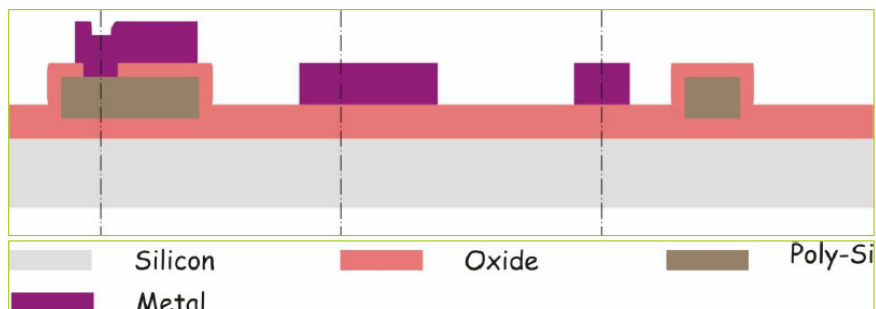


Figura 3.17: Sezione del wafer al terzo step del trattamento chimico

### Maschera 4: Deposito di LTO e apertura delle vie

Vengono fatti depositare 100nm di ossido LPCVD a 400°C. Per definire le vie e' necessario un ulteriore step di litografia. Per garantire un contatto elettrico al layer sottostante, si rimuove l'ossido tramite etching a secco nelle aree non coperte da photoresist. Il rimanente photoresist viene rimosso dal wafer.

### Maschera 8: Deposito del FLOMET (Cr-Au) e patterning

Vengono spruzzati sul wafer 10/150nm Cr/Au. Si usa Cromo come collante tra lo strato di ossido e quello d'oro. Per definire il pattern dello strato di Flomet si usa il photoresist, seguito da un etching questa di tipo "bagnato" di cromo ed oro.

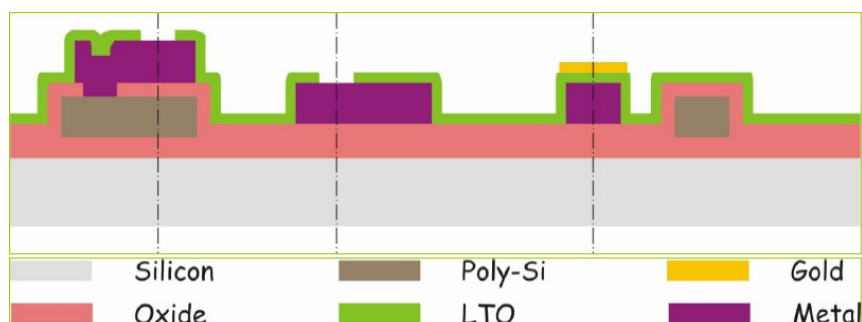


Figura 3.18: Sezione del wafer al quarto step del trattamento chimico

### Maschera 5: Deposito del layer sacrificale e patterning

Si usano 3µm di photoresist come strato sacrificale. Il photoresist viene trattato usando la maschera 5 e, dopo il processo, viene cotto a 200°C.

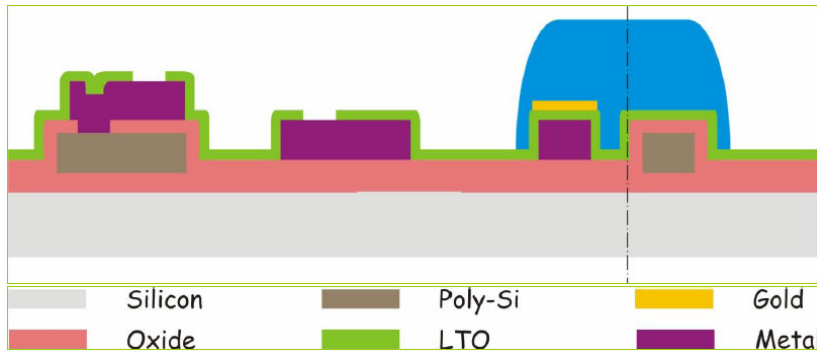


Figura 3.19: Sezione del wafer al quinto step del trattamento chimico

### **Maschera 6: Patterning del primo strato d'oro (ponte) e deposito**

Lo strato del ponte consiste di uno strato di circa  $2\mu\text{m}$  d'oro placcato.

Per ottenere uno strato di conduttore uniforme su tutta la superficie del wafer, viene evaporato uno strato seme di Cr/Au di  $2.5/25\text{nm}$ . Vengono definite quindi mediante litografia le aree che devono venire placcate e viene eseguita la prima placcatura sul wafer per depositare i ponti e i pad di  $2\mu\text{m}$ .

Il photoresist viene quindi rimosso dal wafer.

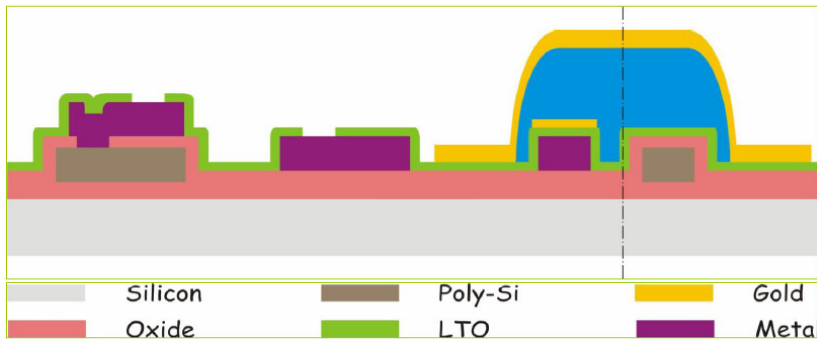


Figura 3.20: Sezione del wafer al sesto step del trattamento chimico

### **Maschera7: Secondo patterning dell'oro (CPW) e depositi**

Successivamente ad uno step litografico simile a quello precedente, viene eseguito una seconda placcatura per ottenere lo strato CPW, i.e. uno strato di  $3.5\mu\text{m}$  d'oro.

Il photoresist residuo viene rimosso chimicamente.

### **Rimozione dello strato seme e rilascio finale degli elementi sospesi**

Lo strato seme di Cr-Au viene rimosso tramite etching bagnato e, infine, le strutture sospese sono rilasciate rimuovendo lo strato sacrificale di photoresist (Spacer) per mezzo di un etching ad ossigeno secco.

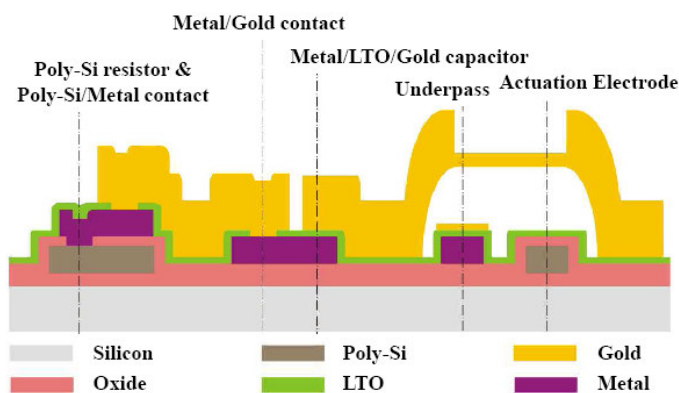


Figura 3.21: Sezione laterale schematica delle strutture ottenibili con il processo tecnologico di FBK-IRST

### Miglioramenti opzionali per il processo degli RF-switch

In aggiunta ai livelli precedentemente indicati, si possono realizzare due resistività differenti per lo strato di polisilicio sullo stesso wafer aggiungendo un livello maschera supplementare (P-PLUS). Si noti che per ottenere le aree drogate P-PLUS, è necessaria un passo 0 (Maschera 0) di litografia.

È inoltre possibile integrare la tecnologia di commutazione RF su substrati diversi (ad esempio GaN, SOI ...): l'idea è quella di elaborare separatamente i dispositivi attivi e gli switch RF MEMS, proteggendo (con una maschera dedicata) le aree del substrato destinate ai dispositivi attivi, durante la fabbricazione del MEMS.

## 3.6 Descrizione del sistema di misura

Per effettuare le misure necessarie alla caratterizzazione elettrica dei dispositivi sono stati allestiti degli appositi sistemi di misura controllati attraverso programmi Lab-View per automatizzare le misure. I sistemi di misura usati sono:

- **DC Sweep one side:** utilizzato per la caratterizzazione dei parametri fondamentali dei dispositivi RF-MEMS (tensione di attuazione del ponte, tensione di rilascio del ponte, parametri  $S$ , corrente entrante nel pad di attuazione, ecc.) con un tempo variabile da 30 secondi a diversi minuti a seconda delle impostazioni (per ulteriori dettagli si veda il paragrafo relativo al DC Sweep one side).
- **Long term stress:** impiegato per polarizzare il dispositivo ad una tensione costante per un determinato tempo e quindi andarne a valutare l'eventuale degrado tramite il programma precedente indicato.

È stato inoltre impiegato il **Profilometro Polytec MSA-500** utilizzato per effettuare delle topografie ai dispositivi in modo da valutare prima e dopo lo stress il cambiamento della struttura degli stessi.

### 3.6.1 DC Sweep one side

Gli strumenti utilizzati nel DC Sweep one side sono visibili in figura 3.22.

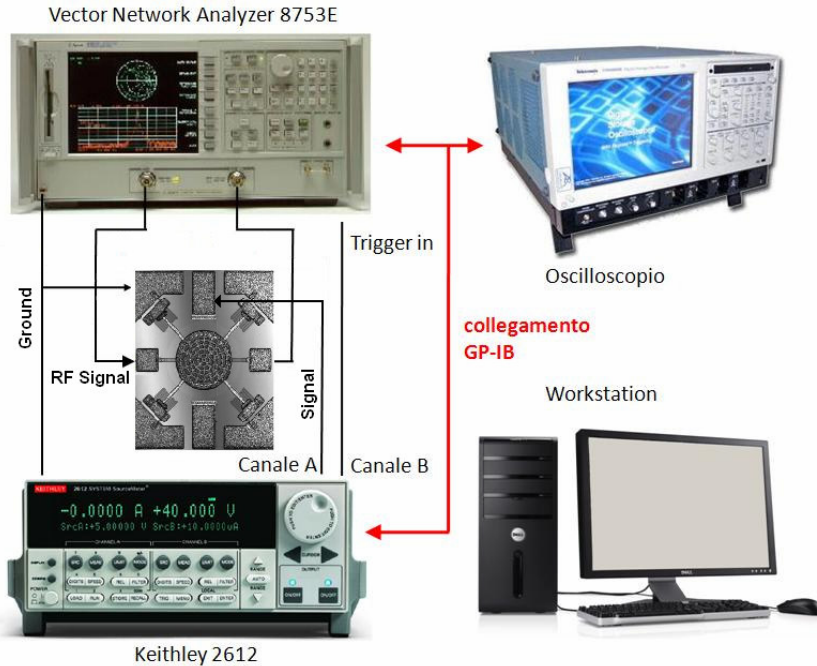


Figura 3.22: Set-up di misura per il DC Sweep one side

Sono presenti un analizzatore dei parametri di scattering (Vector Network Analyzer - VNA-, HP 8753E), un generatore di tensione (Keithley 2612) e un oscilloscopio (Tektronix TDS6804B) opzionale per monitorare la forma d'onda generata dal generatore di tensione.

Per generare il segnale ad alta frequenza, necessario per lo studio dei parametri  $S$ , si è utilizzato il generatore interno al Vector Network Analyzer Agilent 8753E, il quale è in grado di generare un segnale avente frequenza massima di 6 GHz.

Quest'ultimo tramite l'ausilio di cavi RF viene portato all'ingresso del dispositivo che si vuole misurare (DUT, Device Under Test) e riportato al Vector Network Analyzer per lo studio dei parametri di trasmissione e riflessione ( $S_{21}$  e  $S_{11}$ ).

Attraverso il programma Lab-View descritto nel paragrafo successivo viene generata un'onda triangolare a gradini che viene applicata al pad di attuazione del dispositivo. Ad ogni passo il VNA acquisisce i parametri di scattering ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) e questi vengono salvati attraverso il programma Lab-View (figura 3.24). Nello stesso modo ad ogni passo viene salvata la lettura di corrente fatta attraverso il generatore di tensione (keithley 2612).

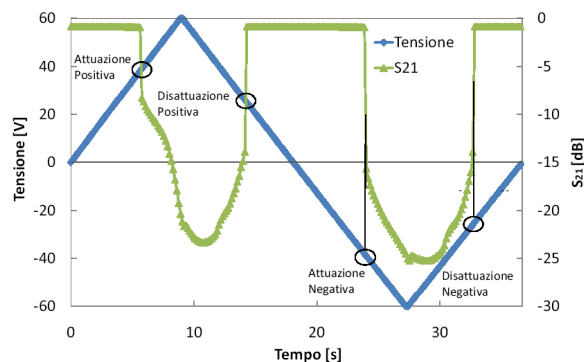


Figura 3.18: Tensione al pad di attuazione e  $S_{21}$  alla porta d'uscita in funzione del tempo trascorso ( e di conseguenza della tensione di attuazione)

Essendo gli strumenti controllati passo-passo attraverso controllo GP-IB la misura risulta abbastanza lenta (facendo un'onda triangolare a passi di 1 volt con tensione massima di 60 volt la misura impiega circa 36 secondi). Peculiarità di questa tipologia di misura, è la presenza di un'isteresi sullo sweep in tensione, indice della differenza fra la tensione di attuazione (pull-in) e quella di rilascio del ponte (pull-out); la differenza è dovuta alla minor forza elettrostatica necessaria per mantenere attuato il dispositivo rispetto a quella necessaria a portare il ponte in posizione bassa. Come si può vedere per un dispositivo shunt dalla figura 3.23 incrementando la tensione al pad di attuazione si arriva alla tensione di pull-in del ponte che cade in posizione bassa (visibile da un brusco cambiamento del parametro  $S_{21}$ ), decrementando la tensione si raggiunge la tensione di pull-out alla quale il ponte ritorna in posizione alta. Lo stesso tipo di ragionamento può essere rifatto per tensioni negative.

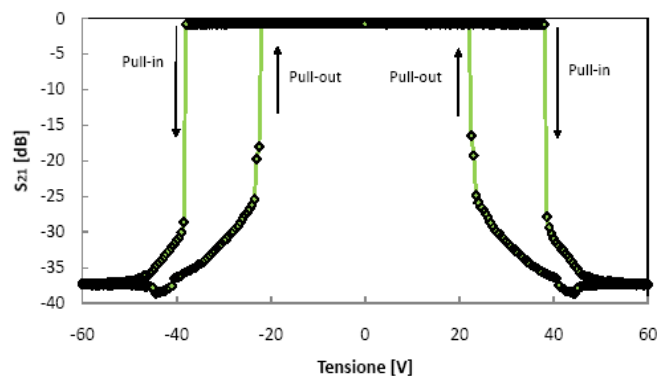


Figura 3.23: Parametro  $S_{21}$  alla porta d'uscita in funzione della tensione al pad di attuazione per uno switch shunt

### 3.6.2 Programmi LabView

L'interfaccia grafica del programma LabView utilizzato per effettuare la misura "DC Sweep one side" è presentato in figura 3.24.

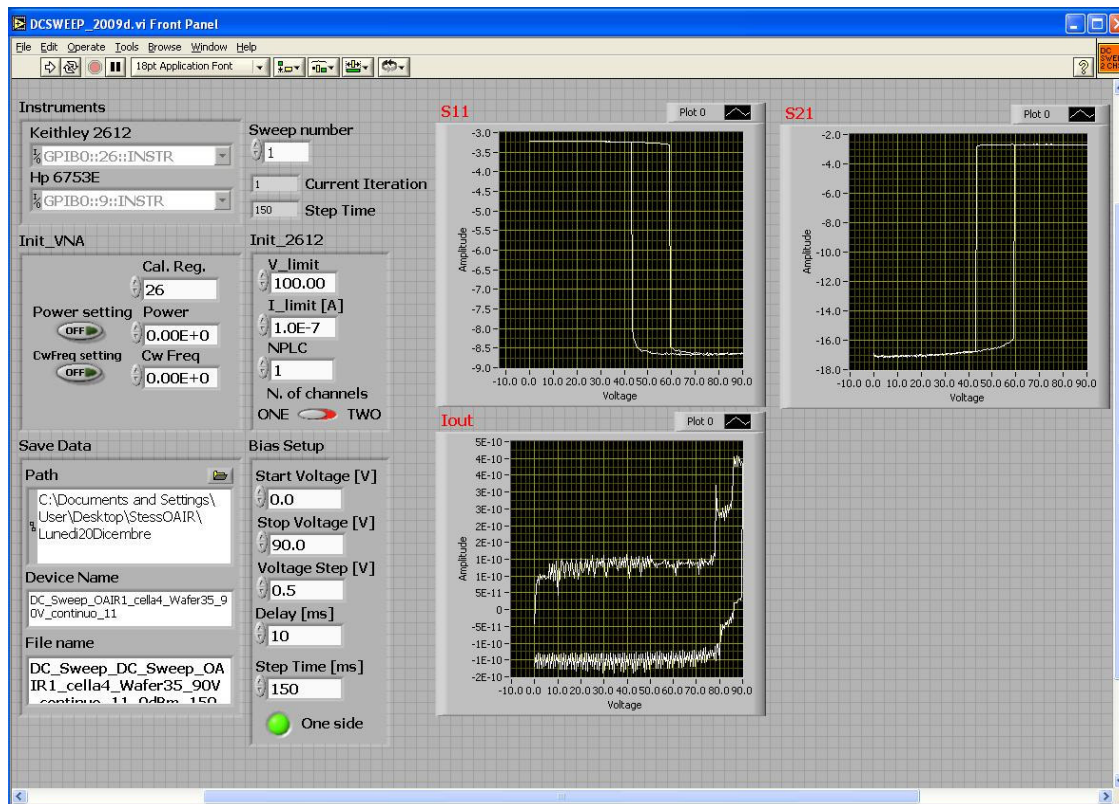


Figura 3.24: Set-up di misura per il DC Sweep one side

Lo strumento utilizzato per fornire la tensione di attuazione allo switch è il source meter Keithley 2612 (VISA Resource name = GPIB::26::INSTR); possono essere impostati i limiti massimi di tensione e corrente attraverso gli appositi campi (V\_limit e I\_limit), il limite di corrente è particolarmente importante in quanto permette di salvaguardare il dispositivo in caso di malfunzionamenti. Allo stesso tempo questo limite deve essere impostato in modo da evitare che lo strumento entri in compliance anche in caso di funzionamento adeguato, questo perché lo strumento potrebbe limitare la tensione applicata al canale e quindi compromettere la misura. Nel programma Lab-View si possono impostare sia la frequenza del segnale RF generato dal Vector Network Analyzer che la potenza del segnale stesso. Nel caso in cui queste non vengano impostate la frequenza viene impostata nel momento in cui il programma richiama il registro di calibrazione dello strumento mentre la potenza risulta in automatico pari a 0 dBm.

Il DC-Sweep sugli OAIR è stato svolto *applicando esclusivamente una tensione positiva*, così da rendere più visibile il fenomeno dell'intrappolamento di carica. Si ricorda infatti che tra le possibili strategie impiegate per contrastare il fenomeno del dielectric charging, citate nel capitolo due, c'è la possibilità di utilizzare una tensione di attuazione bipolare per lo switch data la sua indipendenza dal segno della tensione applicata per attuarlo. Si è quindi preferito eseguire uno stress a sole tensioni positive per impedire il bilanciamento dell'iniezione delle cariche con una corrispettiva rimozione, che tende a verificarsi fornendo tensioni bipolari.

Un secondo programma Lab-View è stato realizzato per pilotare il DC Sweep one side (l'interfaccia grafica di questo programma è riportata di seguito nella 3.25). Esso è il vero e proprio regolatore dello stress perché oltre ad azionare il DC Sweep one side, permette di imporre la tensione alla quale polarizzare il dispositivo, per quanto tempo, se effettuare o meno il DC-Sweep al termine di questo periodo.

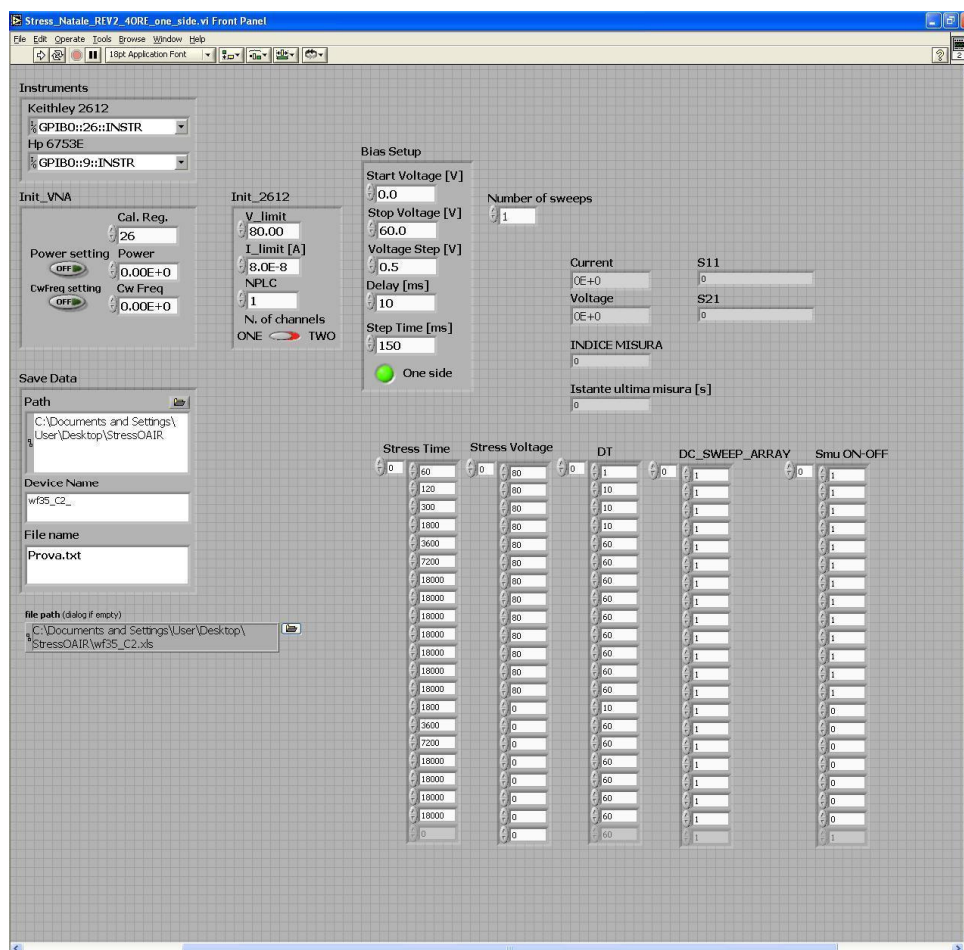


Figura 3.25: Programma Lab-View utilizzato per il regolare lo stress



### 3.6.3 Profilometro Polytec MSA-500

Il profilometro Polytec MSA-500 è stato utilizzato per misurare topografie dettagliate dei dispositivi MEMS prima e dopo gli stress. Essendo uno strumento ottico non si intaccano le caratteristiche fisiche dei dispositivi ed è possibile fare anche delle misure sulla dinamica di attuazione tramite il Laser Doppler Vibrometer (LDV) integrato nel sistema.



Figura 3.26: Profilometro Polytec MSA-500

Il principio di funzionamento si basa sull'interferometria ottica. Quando due sorgenti di luce monocromatiche coerenti vengono sovrapposte, le interazioni dipendono esclusivamente dalla differenza delle loro fasi. Questo effetto può essere verificato sperimentalmente usando l'interferometro di Michelson, dove la luce viene divisa in due fasci usando uno splitter ottico. Una parte della luce viene mandata verso la superficie da osservare. La luce riflessa, proveniente sia dallo specchio che dalla superficie da osservare, dipende dalla lunghezza del percorso ottico. Si ottengono così delle frange d'interferenza che possono essere rilevate, ad esempio, da una telecamera. La larghezza delle frange d'interferenza dipende dal tipo di luce che si usa: se si vuole ottenere una risoluzione più elevata bisogna abbandonare la luce bianca (a largo spettro) e usare, ad esempio, una sorgente monocromatica tipo luce verde. Muovendo lo specchio di riferimento la riflessione cambia d'intensità ovvero si ha un massimo quando la distanza

tra il riferimento e la superficie da osservare è minima. Lo strumento viene usato attraverso un software apposito per effettuare le topografie la cui interfaccia è riportata qui sotto:

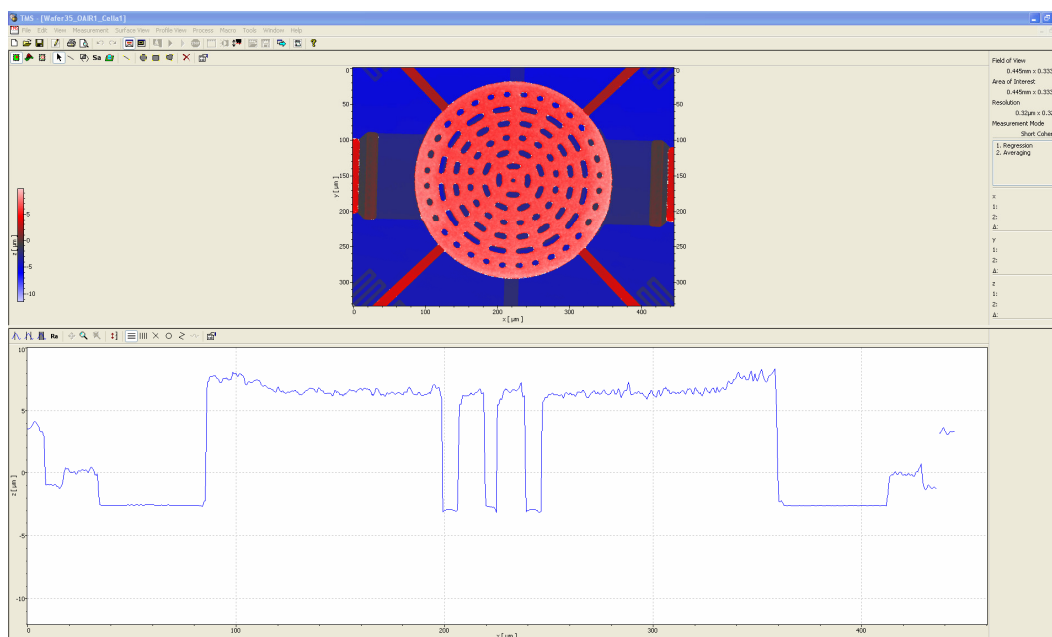


Figura 3.27: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 2D dispositivo OAIR

Il programma comanda lo strumento per effettuare una scansione per piani XY lungo l'asse verticale Z e poi ricostruisce la superficie da analizzare. Dai dati così ottenuti è possibile effettuare tutta una serie di post elaborazione numeriche accedendo al menu Process, ad esempio regressione lineare, media, sottrazione, ect. Con le apposite funzioni è possibile poi ricavare i profili lungo determinate linee d'interesse per andare a misurare le dimensioni fisiche dell'oggetto in esame. In oltre con l'apposita funzione è possibile ottenere una ricostruzione tridimensionale che aiuta a comprendere meglio la struttura del dispositivo in esame.

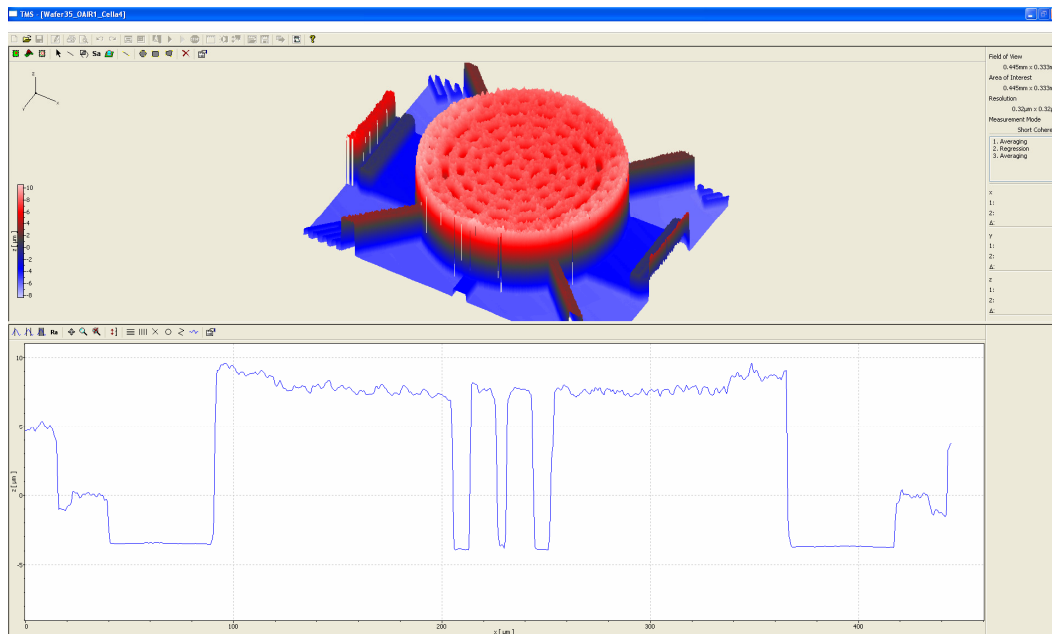
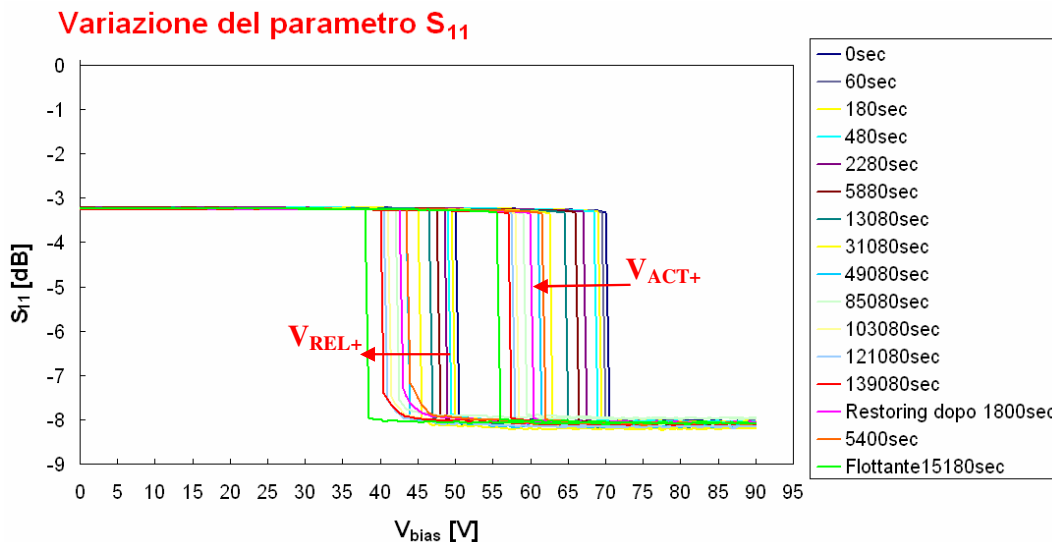


Figura 3.28: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 3D dispositivo OAIR

### 3.7 Variazione delle curve $S_{11}$ -V e $S_{21}$ -V

In figura 3.29 sono presentati i risultati ottenuti nella prova di attuazione prolungata su un dispositivo OAIR. Dopo ogni periodo di attuazione è stato fatto un “DC Sweep one side” per monitorare i parametri fondamentali del dispositivo ( $V_{ACT+}$ ,  $V_{REL+}$ ,  $V_{ACT-}$ ,  $V_{REL-}$ , parametri  $S$ ) [17]. I grafici di seguito riportati sono stati ottenuti imponendo una tensione costante pari ad 80V al dispositivo per un tempo totale di 38ore e 38minuti, in seguito si è monitorato il recovery del dispositivo per le successive 6ore post-stress.



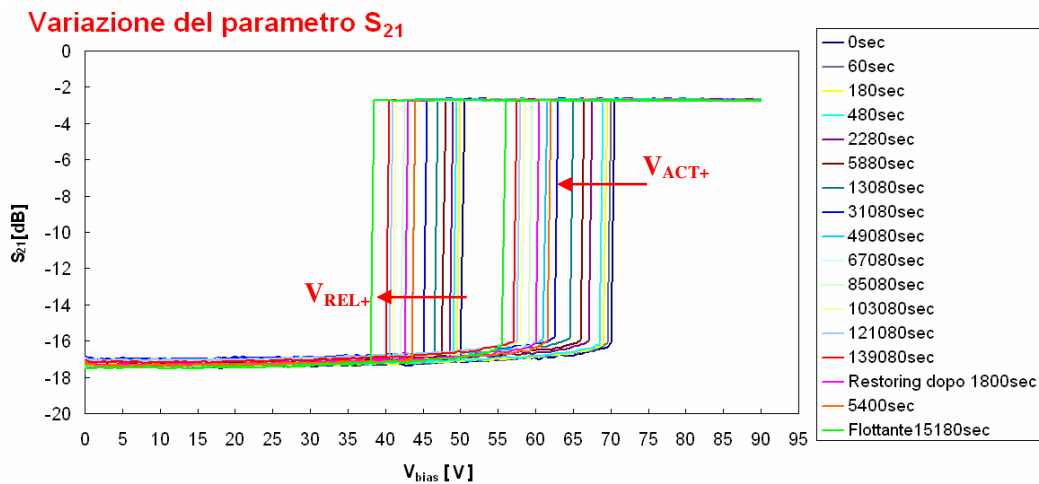
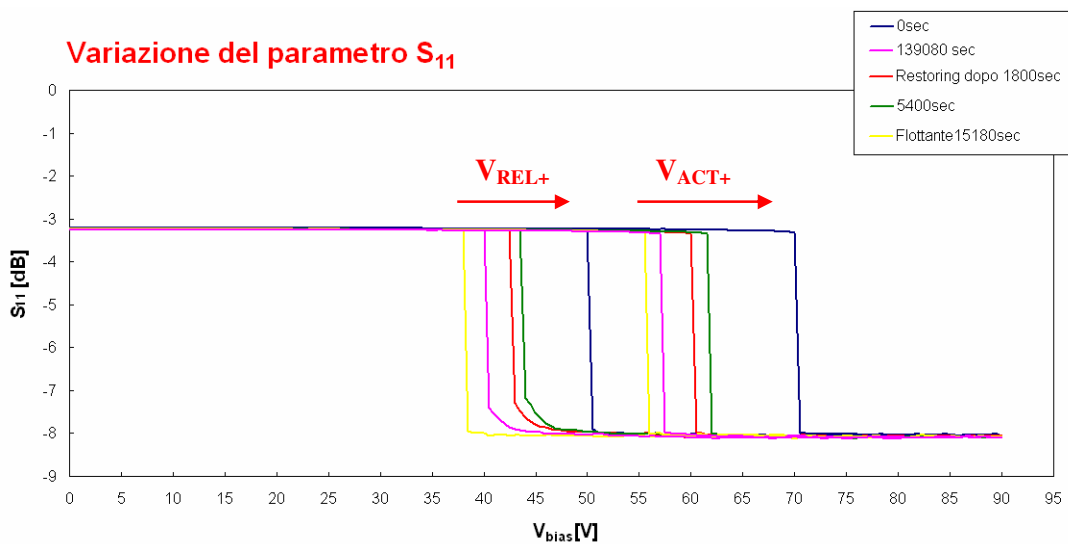


Figura 3.29: Evoluzione dei parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$  di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ )

### 3.7.1 Analisi della fase di recupero

Dai grafici di seguito riportati si osserva una evidente traslazione della curva d'isteresi per entrambi i parametri  $S$  analizzati. Al primo ciclo di DC-Sweep il dispositivo presentava una tensione di attuazione di circa 70V mentre al termine dello stress erano sufficienti solo circa 57V per attuarlo. Oltre ad abbassare la tensione di attuazione (tensione di pull-in), si osserva anche un abbassamento della tensione di rilascio del ponte (tensione di pull-out).



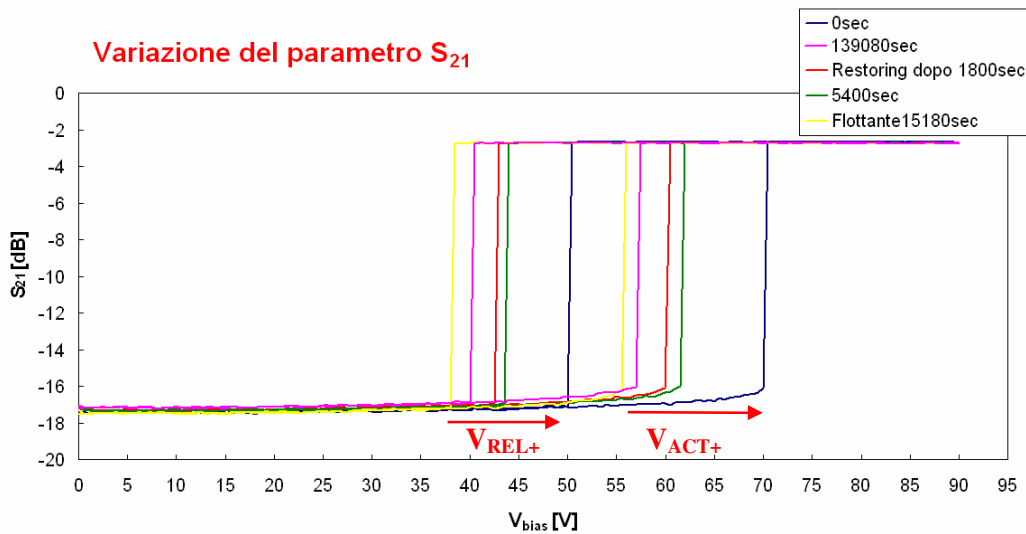


Figura 3.30: Evoluzione dei parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$  di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ )

Il cambiamento della tensione di pull-in e pull-out induce ad affermare la presenza di un nuovo campo elettrico indotto dalle cariche intrappolate e quindi mostra il fenomeno del dielectric charging anche in questo tipo di dispositivi.

La fase di recovery è stata svolta imponendo una tensione di 0V allo switch; inizialmente si osserva un effettivo recupero delle tensioni di attuazione e rilascio (la curva rossa tracciata dopo 30minuti e la curva verde dopo 1ora e 30minuti dalla fine dello stress danno questa conferma). Dopo questo primo tempo di recovery a tensione fissa di 0V, si è deciso di lasciare il dispositivo flottante per 3ore, al termine delle quali il DC-Sweep mostra una curva (tracciata in giallo) ancora più a sinistra dell'ultima isteresi post-stress, come se il dispositivo lasciato flottante avesse improvvisamente peggiorato il suo stato. Questo è un comportamento anomalo, registrato solo in un caso e che ha trovato come possibile spiegazione l'ipotesi di un recupero di carica mantenuta intrappolata in qualche zona del dispositivo anche durante la prima fase di recovery con tensione fissa. Ma va precisato che questa è solo un'ipotesi, e che questo singolare comportamento è stato registrato solo in questo caso.

### 3.7.2 Attuazione prolungata a 80V

Si è ripetuto lo stesso stress, sempre su un dispositivo OAIR ma appartenente ad un altro gruppo di celle del wafer, prestando particolare attenzione alla fase di recovery, i grafici ottenuti sono riportati di seguito.

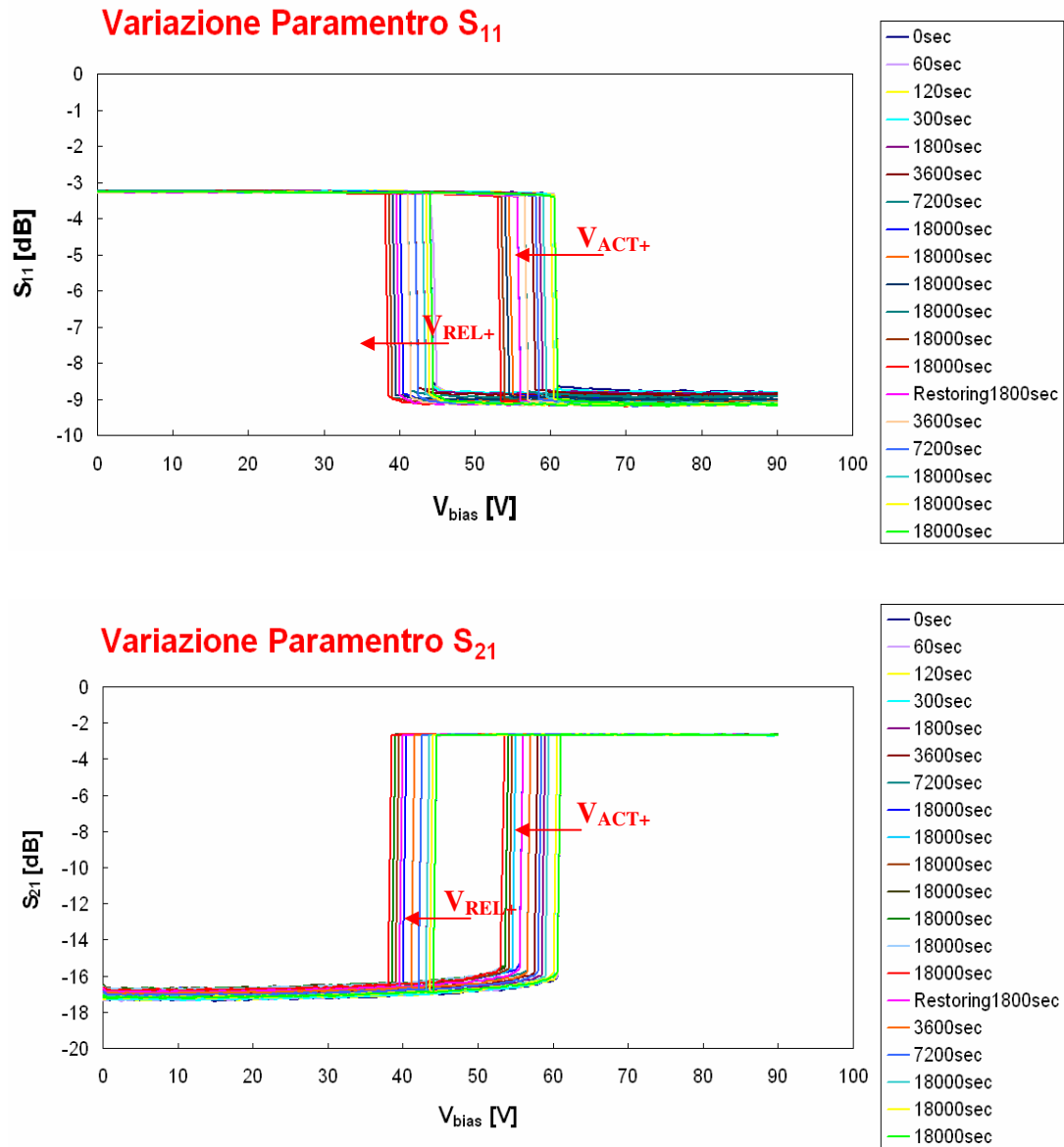


Figura 3.31: Evoluzione dei parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$  di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ )

Le curve presentano nuovamente una traslazione verso sinistra, confermando il sospetto d'intrappolamento di cariche nella zona di ossido nelle vicinanze dell'elettrodo d'attuazione. Questo dispositivo presenta una tensione di attuazione inferiore rispetto a

quello precedente, è di circa 61V (curva in blu) mentre al termine dello stress sono sufficienti solo circa 53V per attuarlo (curva in rosso), analogamente la tensione di pull-out passa da circa 44V a circa 38V.

### 3.7.3 Analisi della fase di recupero

La fase di recovery viene eseguita lasciando il dispositivo flottante da subito, si osserva che dopo un periodo di 23ore e 30minuti il dispositivo ha recuperato quasi del tutto (sovrapposizione della curva blu 0sec con la curva azzurra 84800sec figura 3.14).

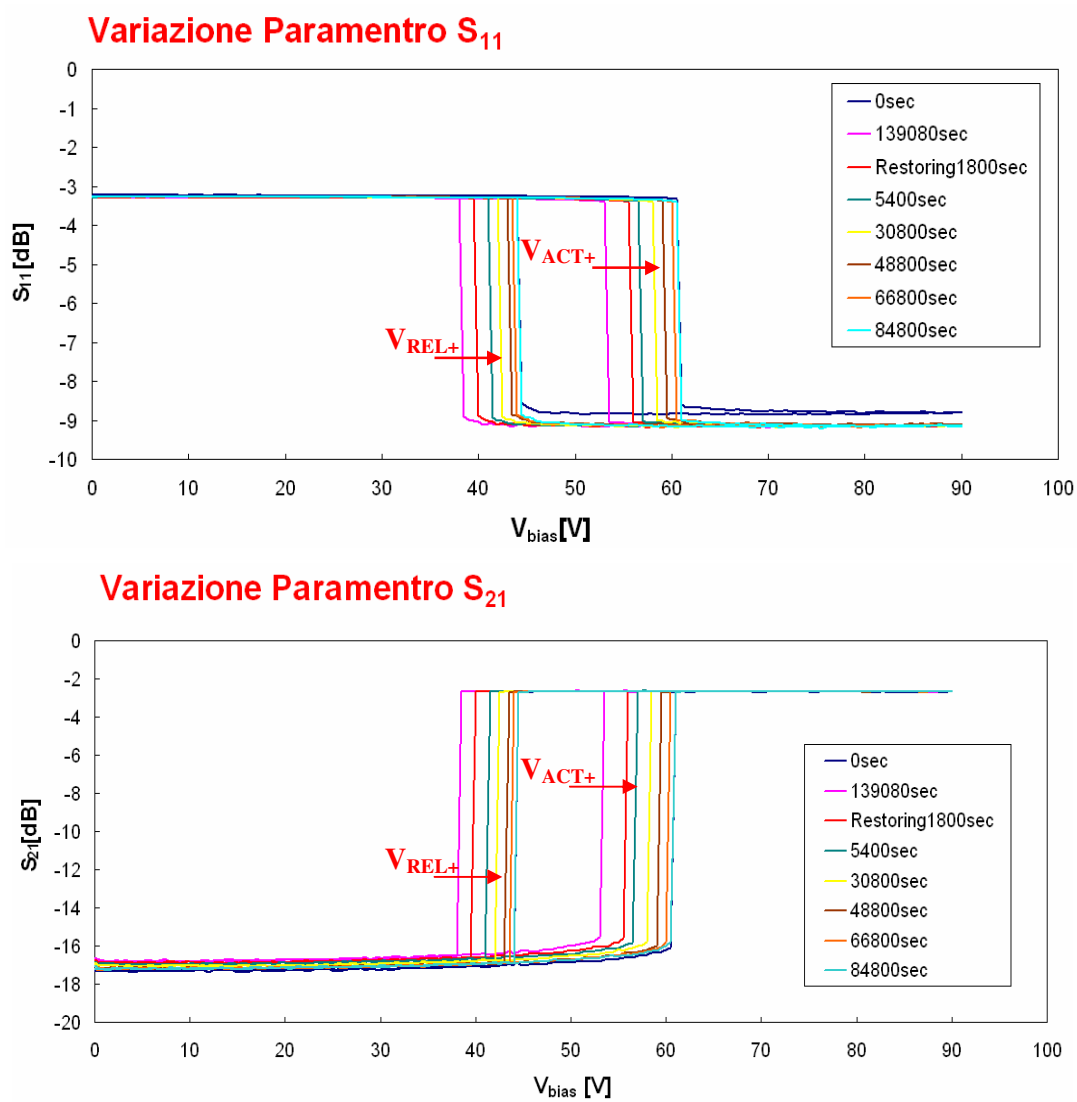


Figura 3.32: Evoluzione dei parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$  di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ )

### 3.7.4 Attuazione prolungata a 90V

Dato il buon risultato ottenuto dagli stress a tensione di attuazione prolungata a 80V, si è passati a studiare il comportamento dello stesso dispositivo con una tensione di stress superiore (90V). Si evidenzia fin da subito che se il dispositivo è stato ben disegnato, è molto robusto e risponde bene a sollecitazioni imposte per molte ore.

Di seguito sono riportati i grafici degli andamenti dei parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$ .

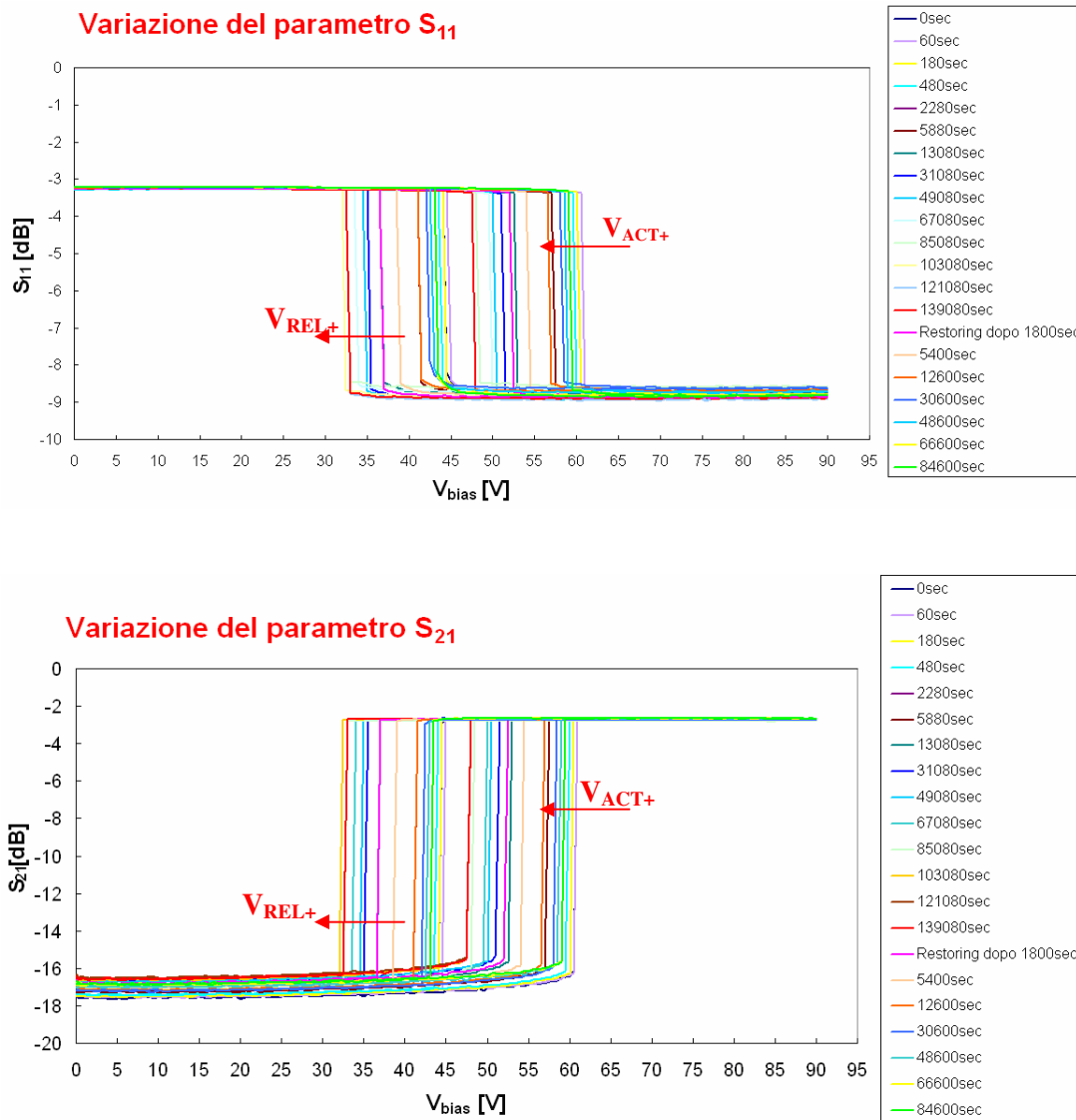


Figura 3.33: Evoluzione dei parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$  di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +90V$ )



### 3.7.5 Analisi della fase di recupero dello stress a 90V

La fase di recovery viene eseguita lasciando il dispositivo flottante da subito, si osserva che il dispositivo recupera gradualmente ma non arriva allo stato iniziale come invece si evidenziava nella misura precedente.

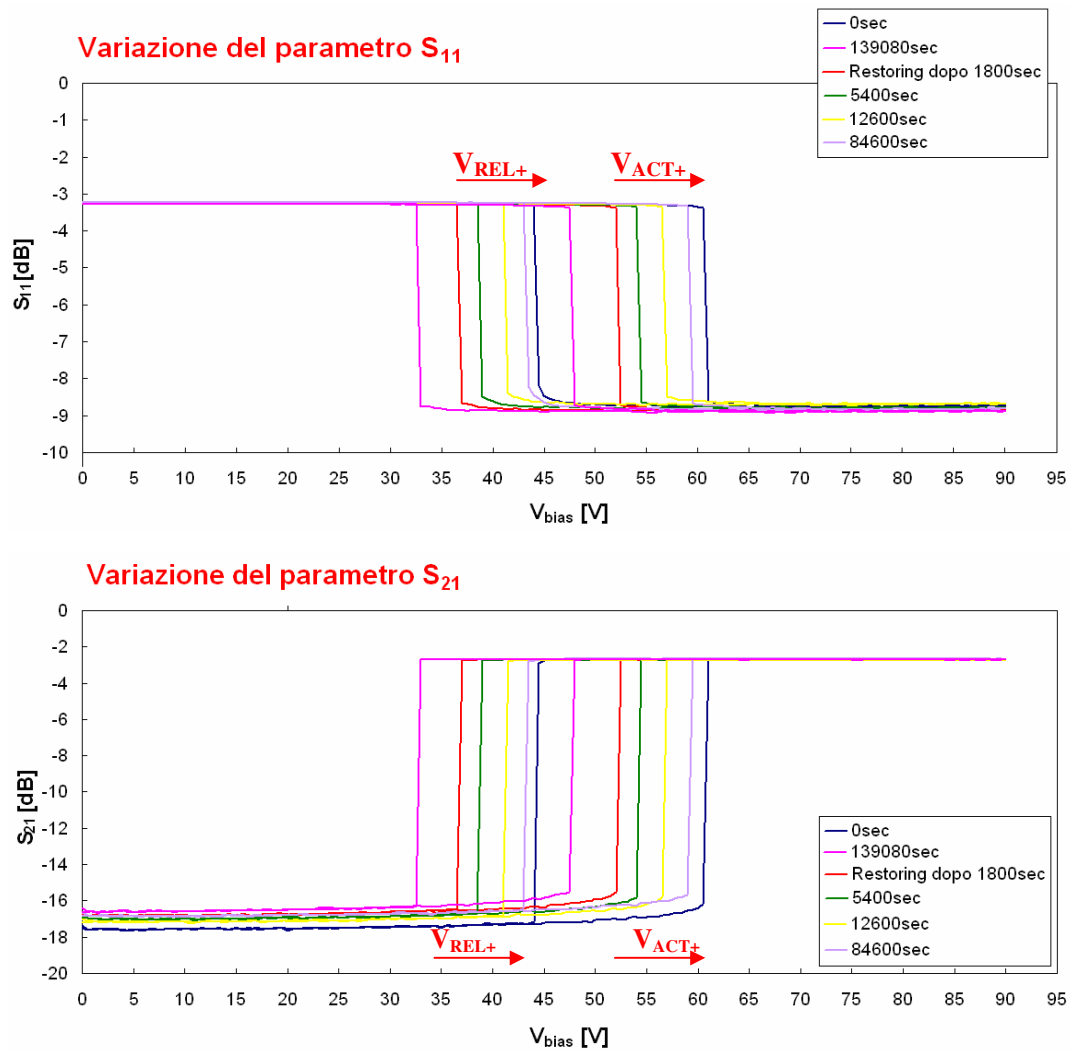


Figura 3.34: Evoluzione dei parametri S<sub>11</sub> e S<sub>21</sub> di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata (V<sub>BIAS</sub> = +90V)

### 3.8 Riassunto delle misure effettuate

I grafici di seguito riportati sono stati estratti come tensione di attuazione in funzione del tempo di stress/recupero, si nota che dopo 62 ore la variazione del valore della tensione di attuazione è minore al 20%, di molto inferiore rispetto ai comportamenti mostrati da i dispositivi illustrati nei primi paragrafi di questo capitolo. E' inoltre da sottolineare il fatto che l'inizio della condizione di stiction è proprio quando la tensione di attuazione varia del 100%, ovvero quando assume un valore pari a 0V.

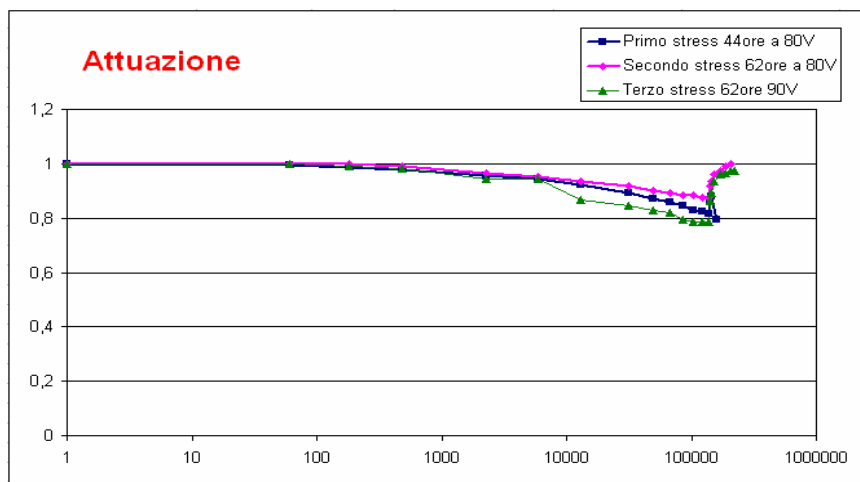


Figura 3.35: Grafico in scala log della tensione di attuazione in funzione del tempo di stress/recupero

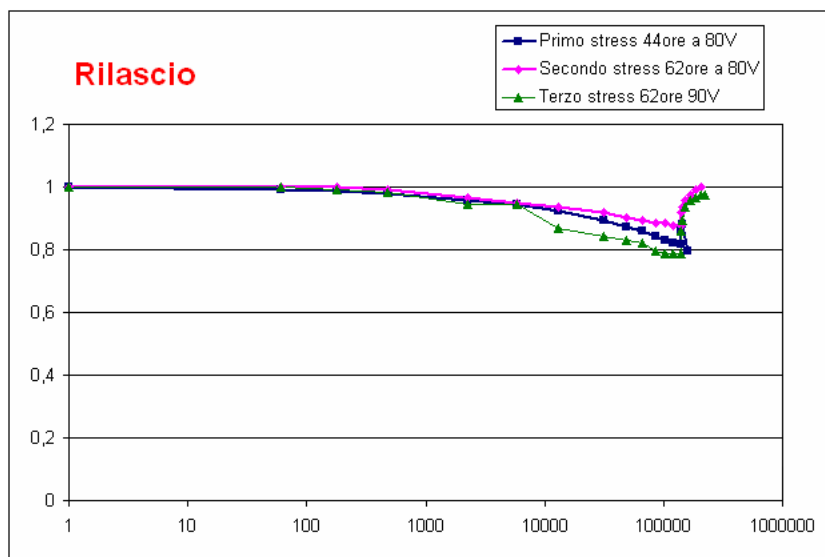


Figura 3.36: Grafico in scala log della tensione di rilascio in funzione del tempo di stress/recupero

Riportando i dati su scala lineare si evidenzia una dinamica più veloce del primo stress rispetto al secondo, ricordiamo che entrambe le prove sono state effettuate ad 80V ma nella seconda è stato necessario cambiare il dispositivo. Confrontando invece gli andamenti dei grafici per le diverse tensioni applicate, si osserva che nel caso dei 90V c'è un maggiore intrappolamento di carica e il dispositivo non recupera totalmente.

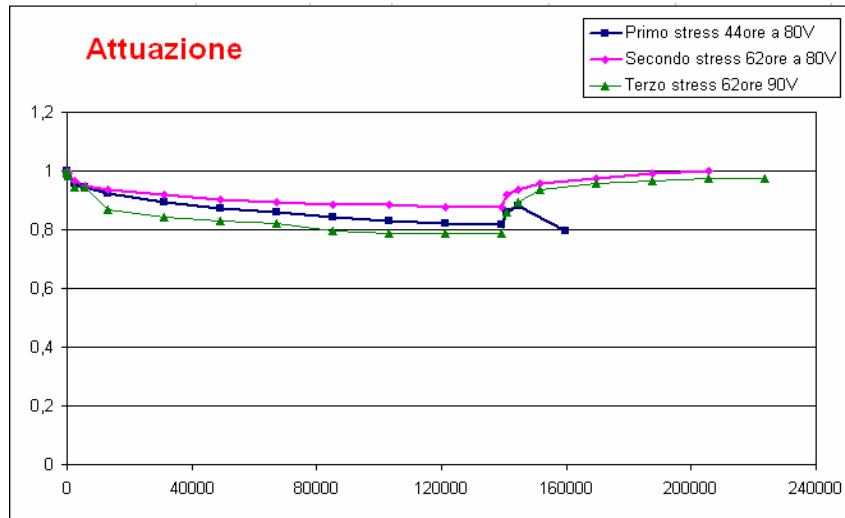


Figura 3.37: Grafico in scala lineare della tensione di attuazione in funzione del tempo di stress/recupero

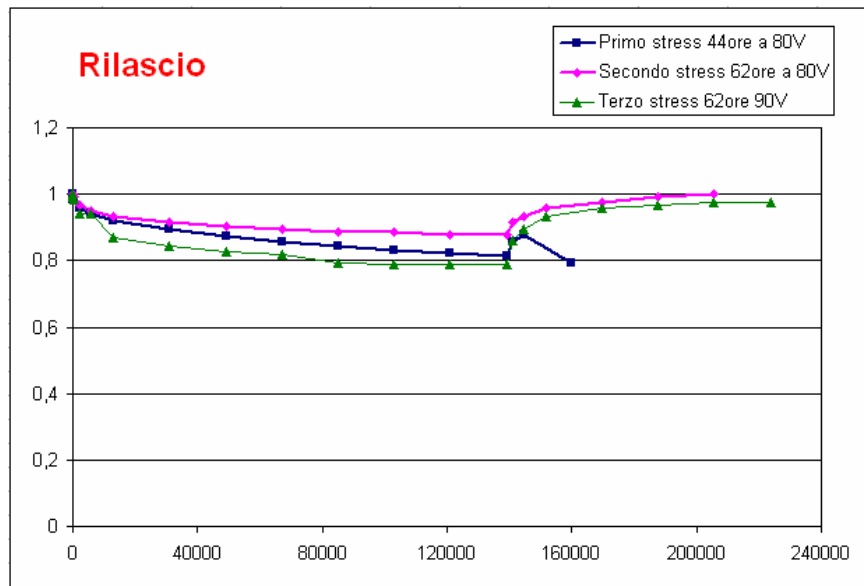


Figura 3.38: Grafico in scala lineare della tensione di rilascio in funzione del tempo di stress/recupero

### 3.9 Osservazione sulle correnti

I grafici delle correnti di seguito riportati sono stati ricavati al variare della corrente in funzione della corrente  $V_{BIAS}$ . Ciò che si osserva è un cambiamento del comportamento del dispositivo dopo lo stress (soprattutto nella prova a 90V), sintomo di un degrado del dielettrico intorno all'elettrodo di attuazione dello switch.

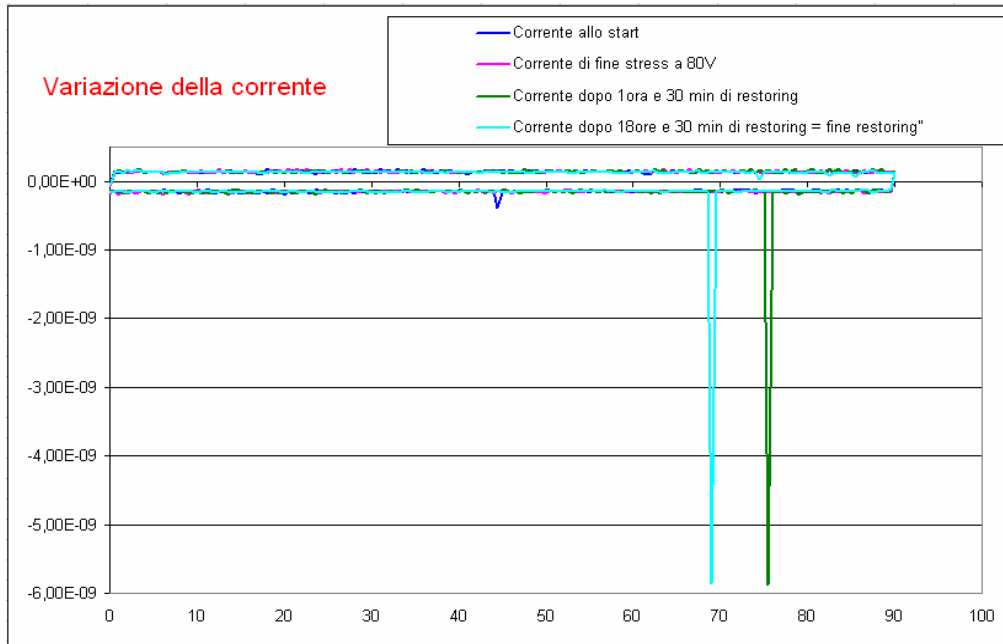


Figura 3.39: Variazione della corrente nel dispositivo stressato ad 80V

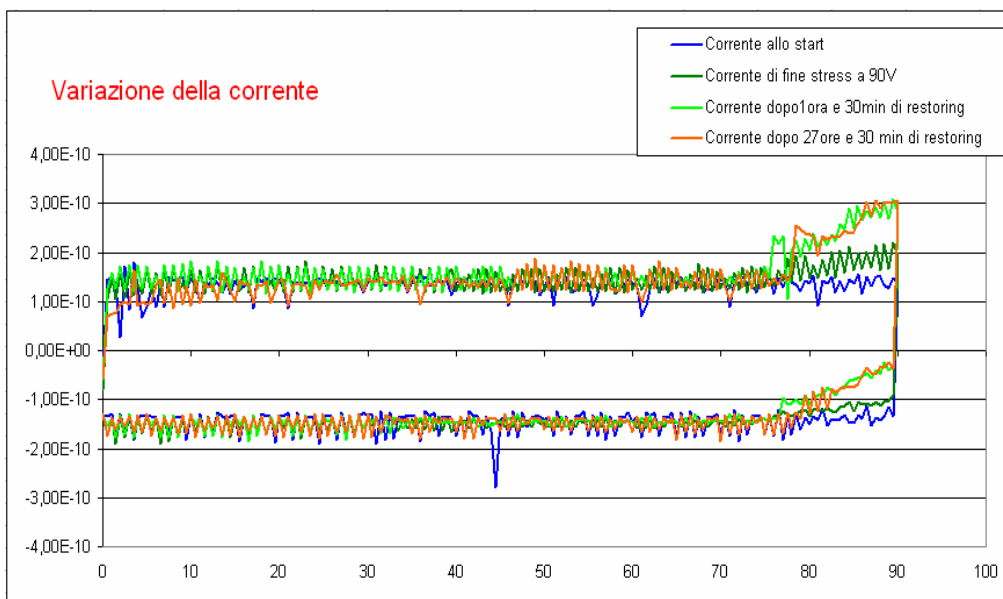


Figura 3.40: Variazione della corrente nel dispositivo stressato ad 90V

Di seguito si riportano i grafici delle correnti, eseguendo un confronto tra lo stress svolta a tensione di attuazione costante 80V e quello a 90V, nelle fasi rilevati della prova, ovvero all'inizio con dispositivo nuovo, alla fine delle 38ore e 38minuti di stress e nelle successive fasi di stress. Non si notano significative differenze se non un modesto incremento della corrente al termine dello stress di 90V.

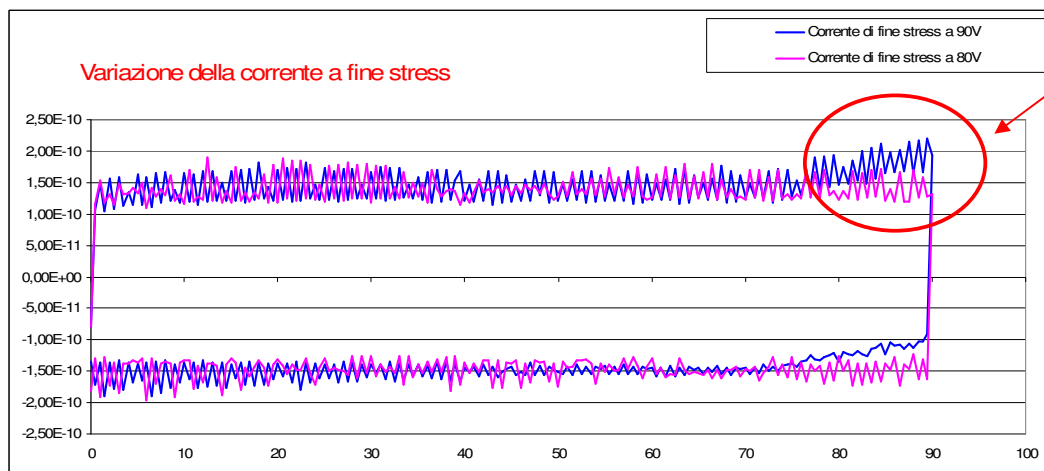
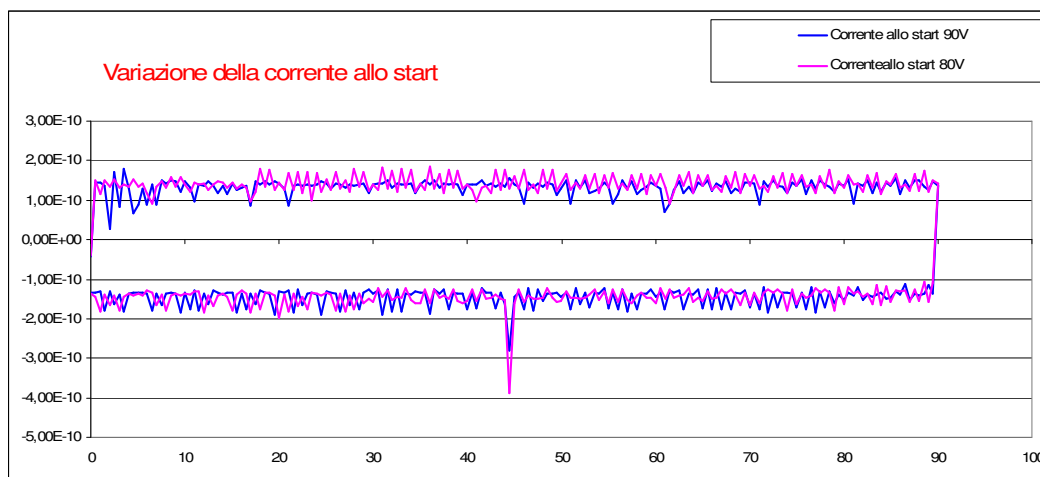


Figura 3.41: Confronto della corrente tra i due stress svolti rispettivamente a 80V e a 90V

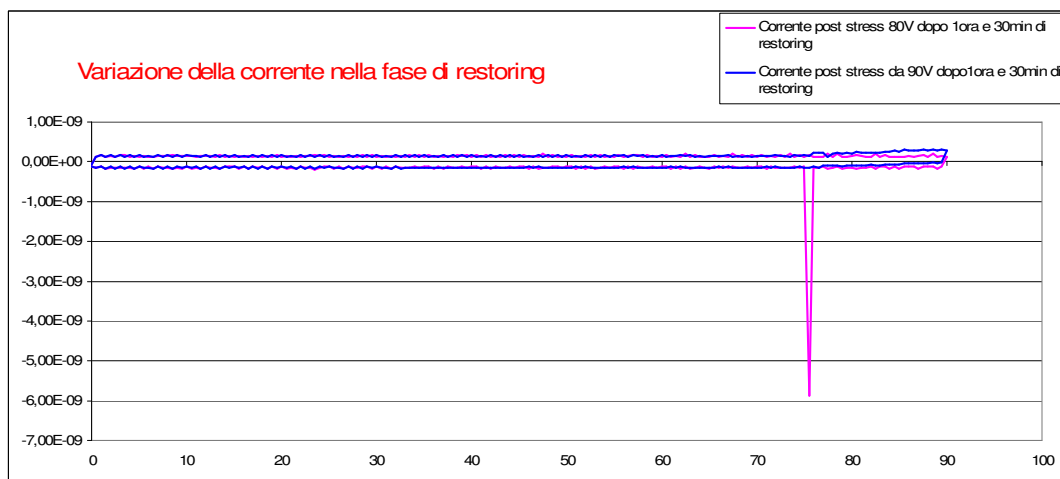
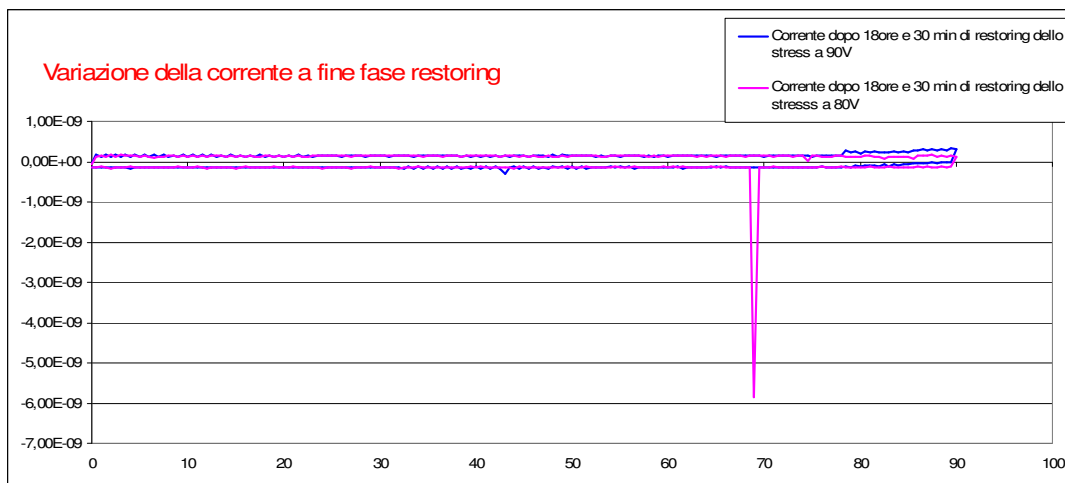


Figura 3.42: Confronto della corrente nella fase di recupero tra lo stress svolto a 80V e quello a 90V

## *Capitolo 4*

### Attuazione alternativa di dispositivi MEMS

Una soluzione innovativa sperimentata in questo progetto di tesi consiste nel tentativo di mettere in vibrazione la membrana degli switch RF-MEMS, allo scopo di misurarne la frequenza di risonanza, in un modo veloce ed indipendente dall'attuazione elettrostatica propria dei dispositivi. Si è quindi tentata una loro attuazione attraverso l'applicazione di una pressione d'aria sul ponte, quantificata in modo preciso da consentire la discesa della membrana e quindi l'attuazione del dispositivo senza danneggiarlo. Riuscire in un'attuazione di questo tipo significherebbe non ricorrere all'applicazione di una tensione elettrica e quindi annullare l'eventuale accumulo di carica nel dielettrico. A tale fine si è realizzato un set-up di misura innovativo che verrà illustrato di seguito, sistema che per la precisione non è riuscito a garantire l'attuazione del dispositivo, ma ha permesso comunque lo studio e la misurazione delle caratteristiche elettro-meccaniche degli switch eliminando eventuali fenomeni parassiti indotti dal fenomeno dell'intrappolamento di carica.

#### **4.1 Descrizione dei dispositivi utilizzati**

Per quest'analisi i dispositivi testati sono stati degli switches serie con ponte a forma rettangolare realizzati da FBK-IRST di Trento. Tale scelta è stata dettata dalla facilità con cui questi dispositivi permettono di misurare anche in DC i movimenti del ponte, tramite una semplice misura della resistenza di contatto effettuata con un Source

Meter Keithley 2612. La figura seguente mostra una topografia dei dispositivi presi in esame ed un loro profilo lungo l'asse verticale al centro della membrana sospesa.

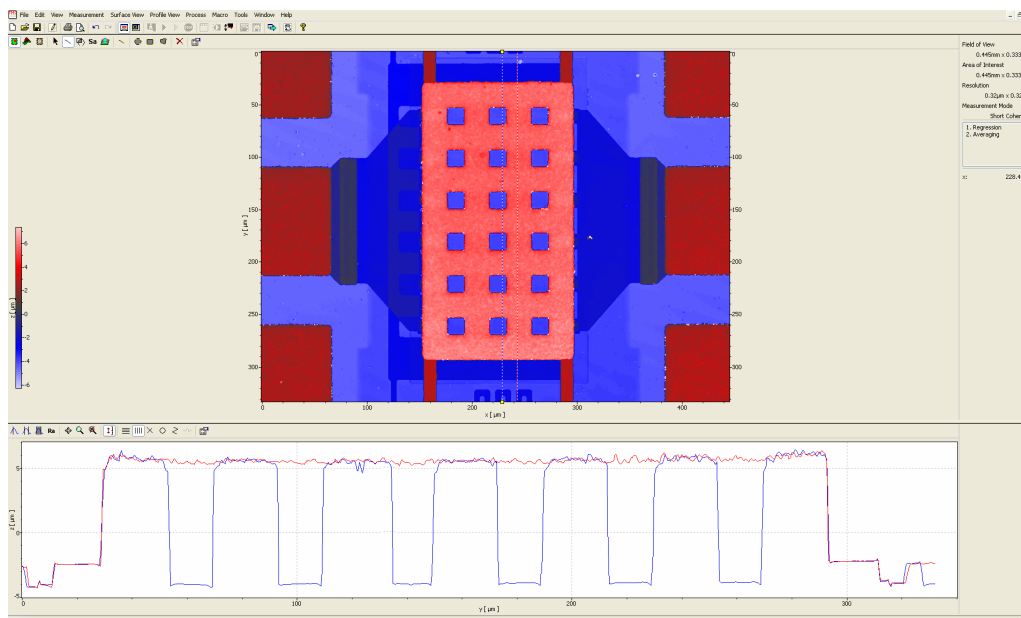


Figura 4.1: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 2D dei dispositivi testati

I dispositivi sono basati su una membrana d'oro (lunghezza =  $220\mu\text{m}$ , larghezza =  $90\mu\text{m}$ , spessore =  $1.8\mu\text{m}$ ) sospesa sopra una linea metallica coplanare. La membrana rinforzata con uno strato d'oro più spesso nella parte centrale è ancorata alle due estremità. La struttura di attuazione è realizzata depositando uno strato di polisilicio ad alta resistività (spessore =  $0.63\mu\text{m}$ ) nella parte sottostante il ponte. Per evitare il contatto diretto fra pad di attuazione e ponte (quando questo viene richiamato nella posizione bassa) vengono realizzati degli stopper meccanici evitando di usare uno strato di dielettrico sopra l'attuatore.

## 4.2 Analisi lineare della dinamica di uno switch RF-MEMS

La risposta in frequenza di una trave ancorata o a sbalzo è utilizzata spesso per determinare il tempo di switching dell'interruttore, l'insieme delle frequenze alle quali può essere utilizzato lo switch e gli effetti del rumore termico. La risposta dinamica lineare, in regime di piccoli spostamenti, è data dal principio di d'Alembert [9] ed è:



$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = f_{ext} \quad (4.1)$$

dove  $x$  è la posizione del ponte,  $m$  è la massa,  $b$  è il coefficiente di smorzamento,  $k$  è la costante di molla e  $f_{ext}$  è una forza esterna. Da notare che  $m$  è l'effettiva massa oscillante del ponte ed essa dipende dalla grandezza dell'elettrodo di attuazione, dallo spessore e dalla costante elastica del ponte. In genere la massa effettivamente oscillante si aggira attorno a 0.35-0.45 volte la massa totale del ponte. Tramite la trasformata di Laplace si trova la risposta in frequenza, che risulta essere:

$$\frac{X(j\omega)}{F(j\omega)} = \frac{1}{k} \left( \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{j\omega}{Q\omega_0}} \right) \quad (4.2)$$

dove

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad e \quad Q = \frac{k}{\omega_0 b} \quad (4.3)$$

sono rispettivamente la *frequenza di risonanza* e il *fattore di qualità* della trave risonante. È importante considerare che  $m$  è l'effettiva massa oscillante della trave, giacché solo la parte centrale o l'estremità si muovono. Per molti switch MEMS la frequenza di risonanza va dai 10 ai 200 kHz. La figura 4.2 mostra la risposta in frequenza ai piccoli segnali di una trave MEMS per  $Q = 0.2, 1, 5$  ed una frequenza di risonanza di 50 kHz.

La risposta alla frequenza di risonanza è  $Q$  volte maggiore della risposta alle basse frequenze. Si nota dalla figura come sia vantaggioso avere un fattore di qualità  $Q$  compreso fra 0.5 e 2: infatti fattori minori di 0.5 comporterebbero un tempo di switching troppo lungo, mentre fattori maggiori di 2 aumenterebbero troppo il tempo di settling del dispositivo quando la trave viene rilasciata, (il dispositivo mostrerebbe numerosi oscillazioni).

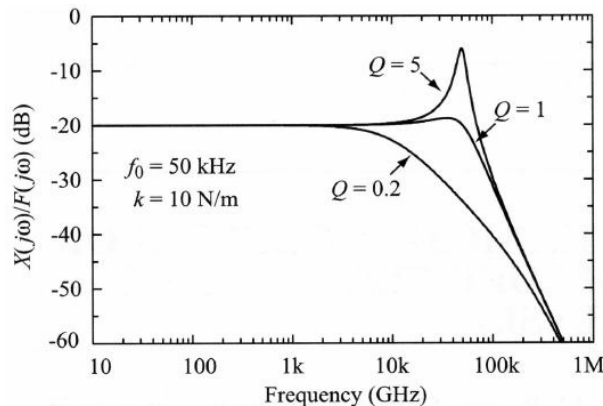


Figura 4.2: Risposta in frequenza di una trave con frequenza di risonanza di 50 kHz

### 4.3 Nozioni fondamentali di teoria dei gas

È importante rivedere alcuni aspetti della teoria cinetica dei gas poiché buona parte dello smorzamento nelle strutture MEMS è dato dallo slittamento di pellicole sottili di gas (*squeeze film damping*) [10]. Quando una trave MEMS viene attuata, l'aria (o il gas) che si trova sotto di essa viene compressa e deve essere espulsa dalla struttura con la creazione di turbolenza e di forze contrarie al moto della trave. Vi sono alcuni numeri importanti nella meccanica dei fluidi che vanno considerati perchè determinano il tipo di regime di scorrimento dei fluidi, regime che influisce pesantemente sul fattore di smorzamento degli switch e quindi anche sulla risposta in frequenza della struttura.

Il cammino libero medio è la distanza media che una molecola percorre in un fluido prima di collidere con un'altra molecola ed è dato da:

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}\pi N \sigma^2} \quad (4.4)$$

Dove  $\sigma$  è il diametro delle molecole del gas ed  $N$  è il numero di densità del gas [11] ( $\rho = Nm_0$ , dove  $m_0$  è la massa di una singola molecola nel gas e  $\rho$  è la densità del gas in  $\text{Kg/m}^3$ ). Tipicamente il libero cammino medio è di circa 0.07-0.09  $\mu\text{m}$  per molti gas a condizioni standard (STP 25C°, 101kPa). Il libero cammino medio alla pressione  $P_a$  è dato da [11]:

$$\lambda_a = \frac{P_0}{P_a} \lambda_0 \quad (4.5)$$

dove  $\lambda_0$  è il libero cammino medio alla pressione  $P_0$ . Si noti che il libero cammino medio a pressioni molto basse (1 mtorr) è maggiore delle distanze tipiche fra elettrodo e trave delle strutture MEMS.

Il numero di Knudsen serve a misurare la viscosità del fluido sotto la trave ed è dato da:

$$K_n = \frac{\lambda}{g} \quad (4.6)$$

dove  $g$  è l'altezza del gap presente fra elettrodo e trave. Più tale numero è piccolo, maggiore è il numero di urti e quindi la viscosità del fluido. Quando l'altezza del gap è dell'ordine del libero cammino medio ( $K_n$  molto grande), le interazioni particella-struttura diventano importanti, riducendo la viscosità del fluido attraverso un effetto di slittamento (*slip effect*) grazie al quale le particelle hanno meno interazioni prima di fuoriuscire dalla

struttura. Per un gap maggiore di  $1\mu\text{m}$ ,  $K_n$  è minore di 0.1 e lo scorrimento si assume viscoso.

Il coefficiente di viscosità è una misura della resistenza del gas ed è dato da  $\mu = (\text{densità})(\text{velocità})(\text{lunghezza})$ . L'equazione della viscosità è data da [11]:

$$\mu = 0.1792\pi\rho\lambda\sqrt{2RT} \quad (4.7)$$

dove  $R$  è la costante del gas in esame. Un'equazione più accurata per la viscosità in gas ideali e quasi ideali (aria, idrogeno, etc) è stata trovata da Sutherland [11] ed è:

$$\mu = 1.2566 \times 10^{-6} \sqrt{T} \left(1 + \frac{\beta}{T}\right)^{-1} \quad (4.8)$$

dove  $\beta = 110.33\text{K}$  e  $T$  in Kelvin. Dalle equazioni appena presentate possiamo dire che la viscosità è direttamente dipendente dalla pressione ma non dipende dal numero di Knudsen. Un'equazione della viscosità effettiva è stata ricavata da Veijola [12]:

$$\mu_e = \frac{\mu}{1 + 9.638K_n^{1.159}} \quad (4.9)$$

ed ha un'accuratezza del 5% per  $K_n$  compreso fra 0 e 880. Un altro parametro da considerare è il numero adimensionale di squeeze  $\sigma$ , definito come:

$$\sigma = \frac{12\mu_e l^2}{P_a g^2} w \quad (4.10)$$

dove  $l$  è la lunghezza caratteristica e  $w$  è la frequenza meccanica applicata. Un numero di squeeze basso (minore di 3) indica che il fluido fuoriesce dalla struttura senza compressione, mentre un numero alto indica che il gas rimane intrappolato nella struttura a causa della sua viscosità. È importante notare che il numero di squeeze dipende dalla frequenza: a maggiori frequenze meccaniche il gas ha meno tempo per uscire dalla struttura e quindi è come se fosse più viscoso.

L'importanza di questo numero è tuttavia relativa, poiché è stato calcolato per travi non forate che permettono la fuga del gas solo lateralmente. Nella pratica la presenza di fori sulla trave riduce talmente il numero di squeeze che il suo contributo nella costante di molla  $k$  risulta insignificante. Per questo il numero di squeeze non viene normalmente usato nel design delle strutture MEMS.

#### **4.4 Il coefficiente di smorzamento**

Il coefficiente di attrito  $b$  dipende da diversi fattori come la pressione e la temperatura del gas presente tra il ponte e l'elettrodo e la dissipazione intrinseca al

materiale. Dato che, nelle applicazioni MEMS, le condizioni del gas sono quelle standard, l'attrito è dovuto principalmente all'interazione tra il sottile strato di gas interposto tra il ponte e l'elettrodo di attuazione e il ponte stesso, è quindi un attrito di tipo viscoso [10]. Per un ponte rettangolare o circolare lo smorzamento è ricavato dalla forma linearizzata dell'equazione compressibile gas-film di Reynolds:

$$b = \frac{3}{2\pi} \frac{\mu A^2}{g_0^3} \quad (4.11)$$

dove  $A$  è l'area del dispositivo. Si nota dalla formula che  $b$  è fortemente dipendente dall'air-gap  $g_0$ . Un modo per ridurre lo smorzamento è introdurre dei buchi nella membrana. L'effetto di questi buchi è stato derivato sperimentalmente per una struttura circolare e il coefficiente di attrito  $b$  si modifica nel seguente modo:

$$b = \frac{12}{N\pi} \frac{\mu A^2}{g_0^3} \left( \frac{p}{2} - \frac{p^2}{8} - \frac{\ln(p)}{4} - \frac{3}{8} \right) \quad (4.12)$$

dove  $N$  è il numero totale dei buchi, e  $p$  è la frazione dell'aria aperta sul ponte. Una formula approssimata per il fattore di qualità di una trave a sbalzo è data da:

$$Q_{cant} = \frac{\sqrt{E\rho}t^2}{\mu(wl)^2} g_0^3 \quad (4.13)$$

dove  $w$  ed  $l$  sono rispettivamente la larghezza e la lunghezza del ponte. Una prima approssimazione per il fattore di qualità di un ponte ancorato è il fattore  $Q$  di una trave a sbalzo di metà della sua lunghezza:

$$Q_{ff} = \frac{\sqrt{E\rho}t^2}{\mu\left(w\frac{l}{2}\right)^2} g_0^3 \quad (4.14)$$

Il fattore di qualità per un ponte ancorato in oro con dimensioni di  $l = 300\mu\text{m}$ ,  $w = 60\mu\text{m}$ ,  $t = 1\mu\text{m}$  e  $g_0 = 3\mu\text{m}$  è  $Q = 1$  usando l'effettiva viscosità dell'aria (equazione (4.9)). Il fattore di qualità si riduce a  $Q = 0.2$  per  $g = 1.5\mu\text{m}$ . Il fattore  $Q$  di una trave in alluminio è anche più piccolo di quello della trave in oro dovuto alla densità bassa dell'alluminio. Quindi è essenziale inserire i buchi nella membrana specialmente per strutture MEMS molto basse. A basse pressioni  $\mu \approx 0$  il coefficiente di smorzamento è determinato essenzialmente dalla dissipazione intrinseca alla trave. Il fattore  $Q$ , per ponti in metallo e nel vuoto, assume valori da 30 a 150, mentre per ponti in polisilicio, sempre nel vuoto, da 500 a 5000. Delle strutture con fattore  $Q$  alto non influenzano la velocità di switching del

dispositivo se  $Q \geq 3$ , mentre il tempo di settling, nella fase di rilascio del ponte, è fortemente condizionato dagli alti valori di  $Q$ .

## 4.5 Tempo di switching

Il tempo di switching di una struttura MEMS si ottiene dall'equazione del moto:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx + k_s x^3 = F_e + F_c \quad (4.15)$$

Quando  $x = g_0$ ,  $F_e$  è la forza elettrostatica e  $F_c$  rappresenta le forze di attrazione di Van der Waals, rispettivamente:

$$F_{el} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A V^2}{\left( \frac{g_0 + t_d}{\epsilon_r - x} \right)^2} \quad F_c = \frac{C_1 A}{(g_0 - x)^3} - \frac{C_2 A}{(g - x)^{10}} \quad (4.16)$$

Si assume  $R_s = 0$  e un fattore di qualità dipendente da  $x$  e un valore dei parametri pari a:

- lunghezza del ponte  $l = 300 \mu\text{m}$
- spessore del ponte  $t = 0.8 \mu\text{m}$
- grandezza elettrodi attuazione  $W = 100 \mu\text{m}$
- larghezza del ponte  $w = 100 \mu\text{m}$
- air-gap  $g_0 = 3 \mu\text{m}$
- costante di molla  $k = 10 \text{ N/m}$
- densità dell'oro  $\rho_{Au} = 19320 \text{ kg/m}^3$
- densità dell'alluminio  $\rho_{Al} = 2700 \text{ kg/m}^3$
- massa effettiva  $m_e = 0.35(lwt)\rho$
- frequenza di risonanza dell'oro  $f_{0Au} = 39.5 \text{ kHz}$
- frequenza di risonanza dell'alluminio  $f_{0Al} = 106 \text{ kHz}$
- tensione di attuazione (dalla relazione (1.32))  $V_p = 30\text{V}$

Per la soluzione dell'equazione (4.15) si può ricorrere a software commerciali come Matematica o MATLAB. Nelle figure 4.3 e 4.4 è presentata la risposta nel tempo per una trave d'oro e una d'alluminio con diversi valori di  $Q$  e  $V_s$ .

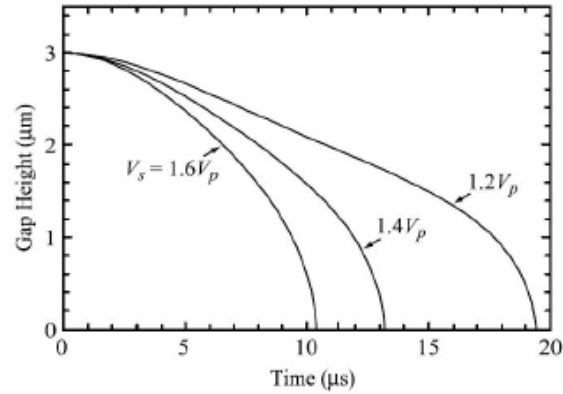


Figura 4.3: Simulazione dell'attuazione di una trave di Au in funzione della tensione applicata  $V_s$  con  $Q=1$

Si vede chiaramente che il tempo di switching dipende fortemente dalla tensione applicata  $V_s$  (che si ipotizza costante nella fase di switching), poiché più grande è la tensione applicata più intensa è la forza elettrostatica agente sul ponte e di conseguenza più veloce è la fase di attuazione. Inoltre, dalla figura 4.4, si nota che, al crescere di  $Q$ , il tempo di switching diminuisce.

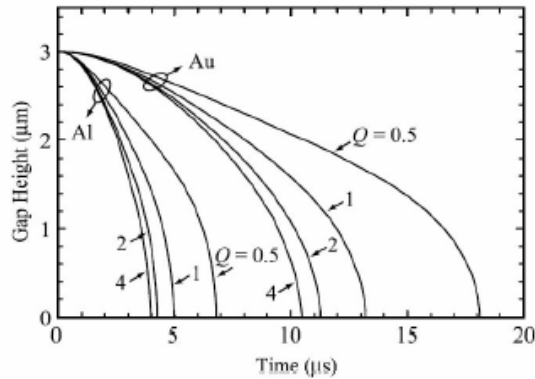


Figura 4.4: Simulazione dell'attuazione di una trave di Au e Al con una tensione applicata di  $V_s = 42V$  ( $V_s = 1.4V_p$ )

Una soluzione in forma chiusa del tempo di switching è data per piccoli valori di smorzamento,  $Q \geq 2$ . L'equazione del moto semplificata, per il calcolo del tempo di attuazione, diventa quindi:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + kx = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A V^2}{g_0^2} \quad (4.17)$$

dove la forza è considerata costante e uguale al valore iniziale applicato.

La soluzione per il tempo di switching è:

$$t_s = 3.67 \frac{V_p}{V_s w_0} \quad (4.18)$$

e  $t_s = 10.6 \mu\text{s}$  e  $4 \mu\text{s}$  per l'oro e l'alluminio con  $V_s = 1.4V_p$ . Nella figura 4.5 è dato il tempo di switching calcolato risolvendo la (4.15) e la (4.18). Si nota che per  $V_s > 1.3V_p$  e  $Q \geq 2$  l'equazione (4.18) è in buon accordo con la simulazione reale. Se il sistema ha un valore di  $Q$  piccolo ( $Q \leq 0.5$ ) allora può essere ricavata un'equazione simile per il tempo di switching da:

$$b \frac{dx}{dt} = F_e \quad (4.19)$$

considerando uno smorzamento indipendente da  $x$ .

L'equazione può essere risolta con metodi integrali, con  $F_e = (\epsilon_0 w W V^2) = 2g^2$ , e il tempo di switching risulta:

$$t_s = \frac{2bg_0^3}{3\epsilon_0 AV_s^2} \approx \frac{9V_p^2}{4w_0 QV_s^2} \quad V_s \gg V_p \quad (4.20)$$

Un'altra stima può essere fatta assumendo una forza  $F_e$  costante e una velocità costante pari a  $dx / dt = g_0 = t_s$ . Il tempo di switching stimato in questo caso vale:

$$t_s = \frac{2bg_0^3}{\epsilon_0 V_s^2} \approx \frac{27V_p^2}{4w_0 QV_s^2} \quad V_s \gg V_p \quad (4.21)$$

L'equazione (4.20) tende a sottostimare il tempo di switching reale mentre l'equazione (4.21) tende a sovrastimare il valore reale.

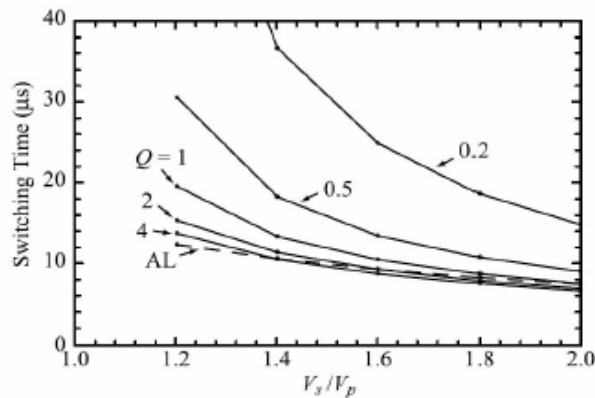


Figura 4.5: Simulazione del tempo di attuazione per una trave di Au

## 4.6 Tempo di release

L'equazione per l'analisi dinamica non lineare può anche essere usata per calcolare il tempo di release dello switch semplicemente ponendo  $F_e = 0$ . La forza di richiamo è data da:

$$kg_0 + k_s g_0^3 \quad (4.22)$$

La figura 4.6 mostra il tempo di release per una trave d'oro con  $Q = 0.5, 1, 2$ .

Per  $Q = 2$  si vede che la trave nella fase di rilascio ha un'oscillazione che, sebbene non contatti la linea di trasmissione sottostante, ha l'effetto di modulare la potenza del segnale per qualche  $\mu s$ .

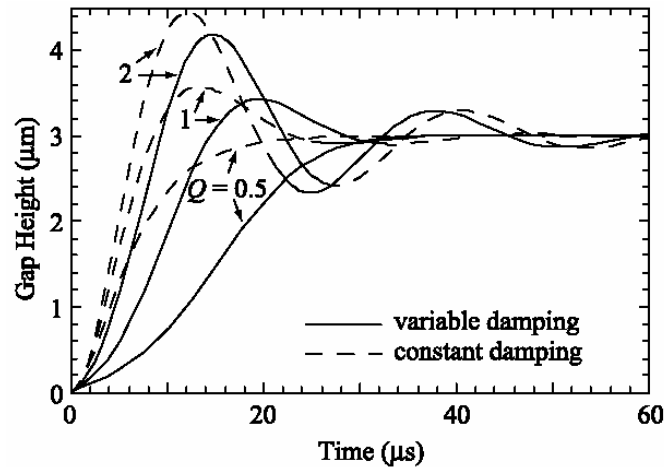


Figura 4.6: Simulazione della fase di rilascio per una trave d'oro

Esaminata la struttura e il comportamento dei dispositivi, si è cercato un modo più veloce e indipendente dalla tensione elettrica per mettere in vibrazione la loro membrana, al fine d'individuare facilmente la frequenza di risonanza. Si è quindi pensato di realizzare un set-up di misura basato sul "soffio" di aria compressa sul ponte dei dispositivi, illustrato qui di seguito.

## 4.7 Quantificazione della pressione da applicare

Per valutare quanta pressione fornire allo switch MEMS senza compromettere la sua struttura si sono fatte le seguenti considerazioni:

$$p = \frac{\vec{F}}{s} = \frac{K \cdot \vec{x}}{s} \quad (4.23)$$



Dove  $p$  è la pressione, grandezza fisica definita come il rapporto tra il modulo della forza ( $\vec{F}$ ) agente ortogonalmente su una superficie e la superficie stessa ( $s$ ). In questo caso la forza in gioco è di tipo elastico e secondo la legge di Hooke è definita come il prodotto tra la costante di elasticità lineare, dipendente solo dal materiale e dalla geometria del sistema elastico considerato, mentre  $\vec{x}$  è il vettore spostamento rispetto a quando il corpo era in stato di riposo.

Sono noti i seguenti dati:

- costante di molla  $k = 10 \text{ N/m}$
- air-gap  $g_0 = 3 \text{ }\mu\text{m}$

che da origine ad una forza  $F = 30 \cdot 10^{-6} \text{ N}$

- lunghezza del ponte  $l = 220 \text{ }\mu\text{m}$
- larghezza del ponte  $w = 90 \text{ }\mu\text{m}$

dai quali si ricava la superficie  $s = 19800 \text{ }\mu\text{m}^2$

La pressione richiesta è quindi di almeno 1500Pa ovvero 0.02bar, un valore estremamente piccolo che ha richiesto un regolatore di pressione ed un manometro di fine accuratezza e precisione.

La prima ricerca svolta è stata finalizzata proprio a valutare se in commercio esistessero degli strumenti con queste caratteristiche ed è stato individuato un regolatore per basse pressioni della Norgren (vedi figura 4.7) con le seguenti caratteristiche:

- pressione massima in ingresso 8bar;
- range della pressione in uscita: 0.02-0.5bar;
- massima temperatura di lavoro: 70°C;
- peso: 0.59 kg.



Figura 4.7: Regolatore per basse pressioni della Norgren

A questo è stato necessario affiancare un manometro per consentire un'immediata lettura della pressione in uscita e si è scelto un manometro della Brannan a tubo di Bourdon con un range di misura di 0-1bar.

## 4.8 Descrizione del sistema di misura

Il sistema di misura è costituito da una sorgente d'aria, fornita dal compressore presente in laboratorio, al cui tubo di uscita è stato applicato il regolatore per le basse pressioni e subito di seguito il manometro. La pressione d'aria così ottenuta è stata veicolata attraverso tubicini dalla sezione di 4mm fino all'ago di diametro confrontabile con le dimensioni dello switch. Il tutto è stato quindi integrato con il profilometro ottico Polytec MSA-500 per permettere l'analisi del comportamento statico e dinamico dei dispositivi in esame.

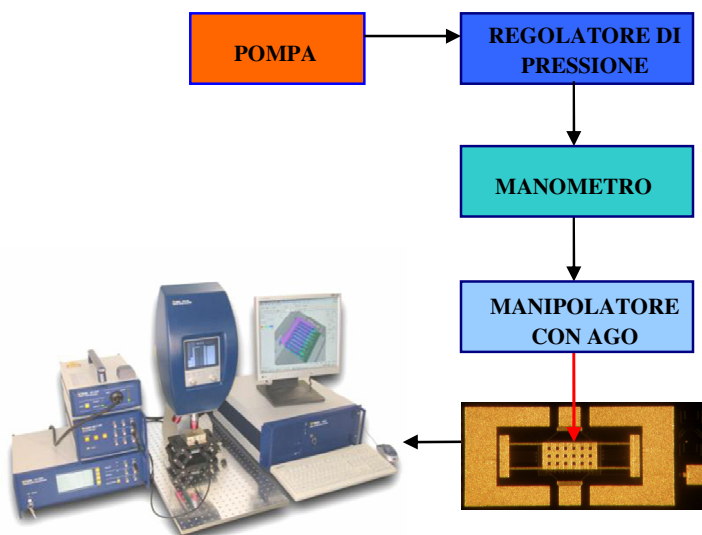


Figura 4.8: Schematizzazione del sistema di misura

Nelle prime prove svolte sono stati adottati ugelli con diametro della sezione del foro di 0.2 mm (il primo a sinistra nella figura 4.9), ma con questi getti risultava difficile posizionarsi su un unico dispositivo senza influire su quelli adiacenti, e molto spesso la discrepanza tra le dimensioni del dispositivo e la sezione del foro comportava la rottura del dispositivo (in particolare procurava lo strappo delle travi che sorreggevano il ponte). Si è così passati all'impiego di comuni aghi da siringa, per il loro facile reperimento, ma

il taglio a 45° della punta dell'ago faceva insorgere qualche dubbio sull'ottenere un indirizzamento uniforme del flusso dell'aria su tutta la struttura del singolo dispositivo.



Figura 4.9: Rassegna degli aghi adottati in questo set-up di misura

Affinando la ricerca si sono individuati aghi con diametro della sezione del foro pari a 0.033mm (aghetto rosa) o 0.020mm (aghetto verde) e con l'impiego di questi si è ridotto significativamente l'interferenza della getto d'aria sui dispositivi adiacenti e non interessati allo stress ed è stato possibile anche ridurre la pressione applicata.

Infatti, un altro aspetto valutato e tenuto in considerazione nelle varie prove è stato se la differente sezione dell'ago utilizzato comportasse una variazione di pressione sul dispositivo. La risposta a questo dubbio ci viene data dall'effetto Venturi che viene anche chiamato paradosso idrodinamico poiché si può pensare che la pressione aumenti in corrispondenza delle strozzature; tuttavia, per la legge della portata, la velocità aumenta in corrispondenza delle strozzature a discapito della pressione del fluido che invece diminuisce.

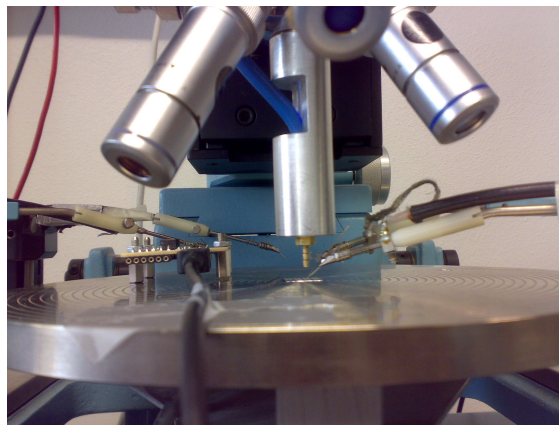


Figura 4.10: Primo set-up di misura ideato

Come si vede dalla figura 4.10 le prime prove sono state svolte con un sostegno fisso del tubicino: questo rendeva l'allineamento del dispositivo al flusso d'aria molto faticoso, ed è stato necessario migliorare questo aspetto: per questo si è pensato all'introduzione di manipolatori opportunamente modificati (vedi figura sottostante) per permettere un semplice posizionamento. I manipolatori dotati di tre assi consentivano di spostare il braccetto metallico, avanti-indietro, a destra-sinistra, ed in alto-basso per un posizionamento preciso sul MEMS.

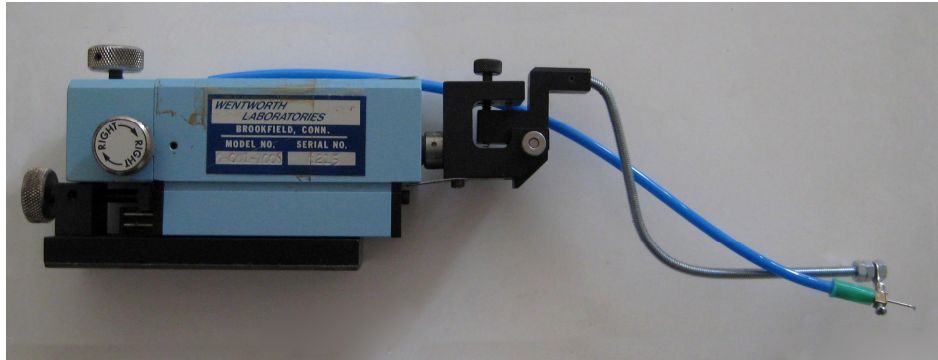


Figura 4.11: Manipolatore

Nelle prove successive, si è spostato il sistema di misura sotto il profilometro Polytec MSA-500 per poter sfruttare il vibrometro in esso integrato (figura 4.12 e 4.13). Infine, l'integrazione di una sorgente luminosa ha permesso un facile puntamento della sorgente d'aria sopra il dispositivo in esame.

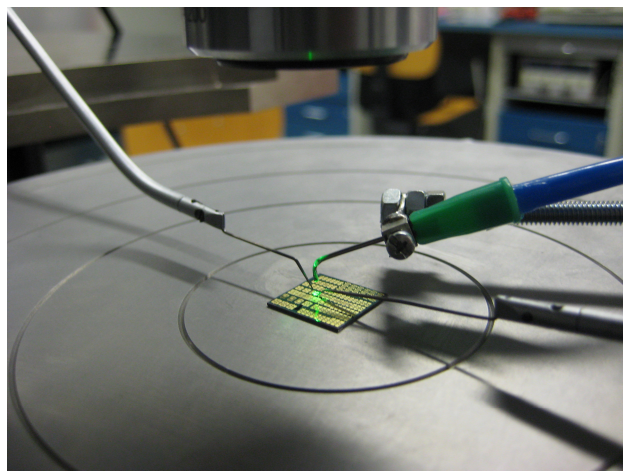


Figura 4.12: Secondo set-up di misura ideato

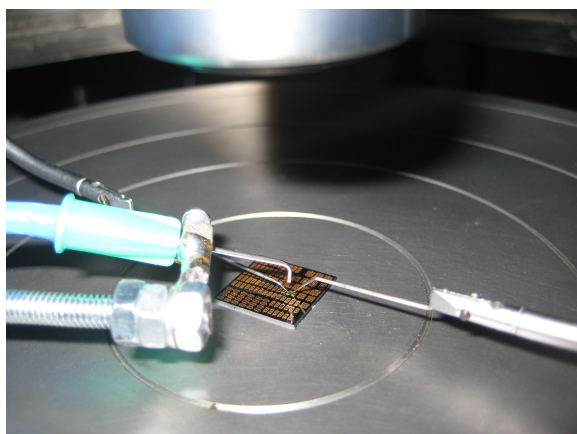


Figura 4.13: Secondo set-up di misura ideato

Di seguito si riporta un esempio di misura della risonanza di vibrazione della membrana di un interruttore.

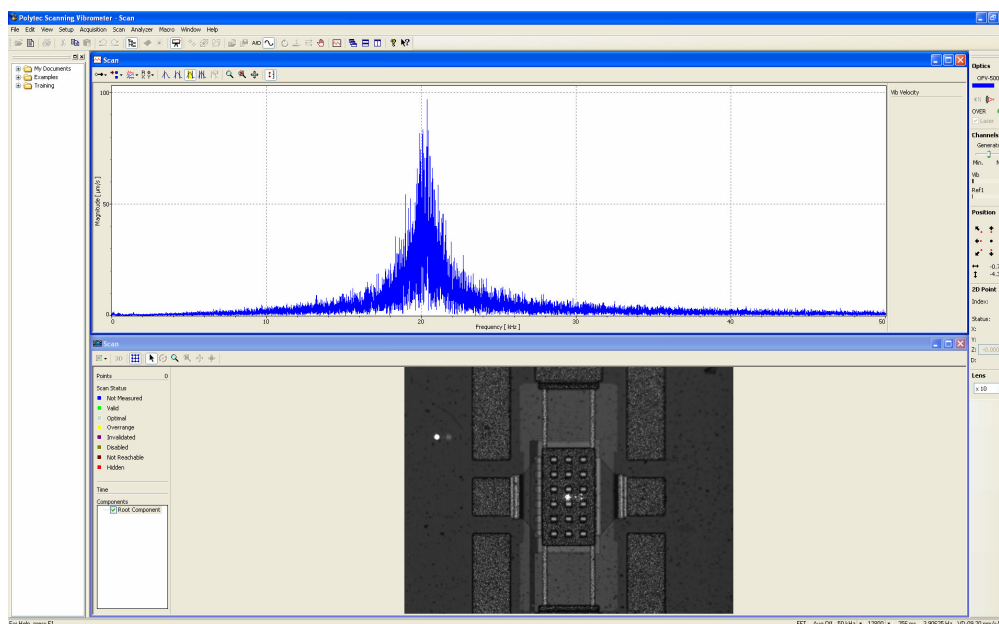


Figura 4.14: Schermata del programma che implementa il vibrometro del profilometro

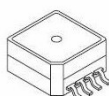
Non essendo certi della pressione iniettata al dispositivo, si è inoltre deciso di realizzare una scheda dotata di un sensore di pressione controllato tramite microcontrollore PIC.

## 4.9 Sensore di pressione

Il circuito realizzato per la misura della pressione dell'aria è basato un microcontrollore Microchip PIC18F2553 ed un sensore di pressione Freescale MPXH6300A. E' stato scelto un PIC18F2553 in quanto questo integra al suo interno

tutta la circuiteria necessaria per un collegamento ad un personal computer tramite porta USB ed un convertitore Analogico/Digitale (A/D) multiplexato su vari ingressi utilizzato per la conversione del segnale di tensione ottenuto in uscita dal sensore di pressione. Quest'ultimo è un sensore di pressione integrato nel silicio, accurato anche alle alte temperature, utilizzato per misure di pressione assoluta. In figura 4.15 è mostrato uno schematico del package del sensore di pressione in tecnologia SMD.

**SUPER SMALL OUTLINE PACKAGES**



**MPXH6300A6U/6T1  
CASE 1317-04**

Figura 4.15: Schematico del package del sensore di pressione

Questo sensore combine avanzate tecniche di micromachining, strati di metallizzazione, e processi a semiconduttori bipolari per fornire un segnale di uscita accurato e con elevato output proporzionale alla pressione applicata.

La tabella 4.1 mostra la piedinatura del sensore di pressione. L'utilizzo è molto semplice, in quanto, una volta alimentato il sensore con una tensione stabilizzata di 5V, questo riporta in uscita una tensione da 0 a 5V proporzionale alla pressione misurata.

<b>Numerazione dei piedini:</b>			
1	N/C	5	N/C
2	V <sub>s</sub>	6	N/C
3	GND	7	N/C
4	V <sub>out</sub>	8	N/C

Tabella 4.1: Numerazione dei piedini del sensore

**Le caratteristiche principali del sensore sono:**

- Accuratezza alle alte temperature
- Disponibile in packages piccoli e super piccoli
- Errore massimo dell'1.5% tra 0°C e 85° C
- Idealmente adatto per microprocessori e sistemi basati su sistemi a microcontrollori
- Temperatura compensata da -40°C a +125°C
- Package in termoplastica resistente

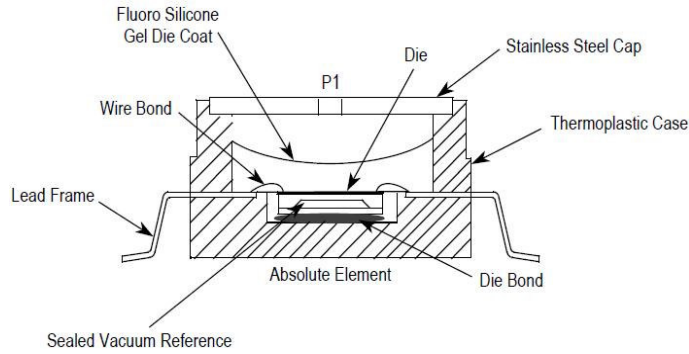


Figura 4.16: Illustra uno spaccato del chip di misura nella configurazione di super piccolo chip

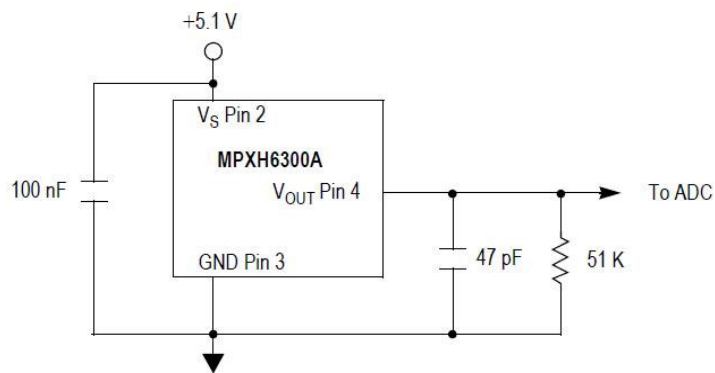


Figura 4.17: Illustra un tipico circuito di applicazione

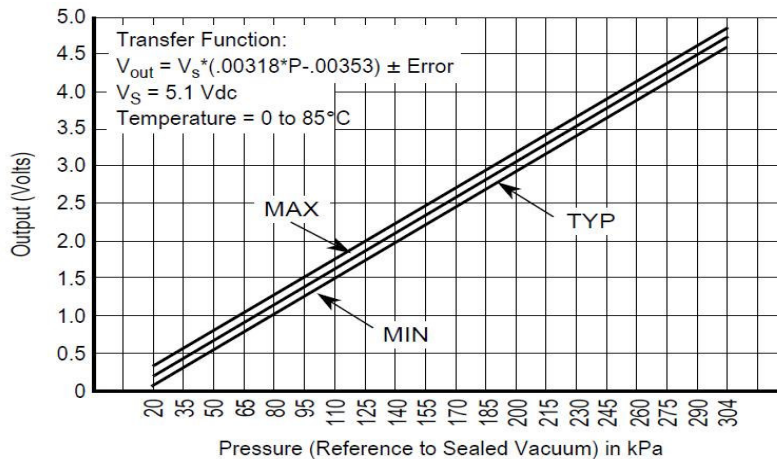


Figura 4.18: Mostra il segnale d'uscita del sensore in funzione della pressione all'ingresso

Curve tipiche di tensione minima e massima vengono mostrate per un range di temperatura da zero ad ottantacinque gradi.

Come anticipato, il microcontrollore acquisisce ad intervalli regolari (stabiliti in fase di programmazione) il valore d'uscita del sensore di pressione e li registra in una variabile interna. Quando interrogato dall'utente, tramite un comando inviato nell'interfaccia USB, il microcontrollore ritorna l'ultimo valore di pressione acquisito. L'alimentazione del circuito e' data dalla stessa porta USB. In Figura 4.22 è riportato lo schema elettrico del circuito realizzato. Oltre al microcontrollore e al sensore di pressione, si possono notare la circuiteria per il clock del PIC, un filtro passa basso (R4-C7) consigliato dal costruttore per filtrare l'uscita del sensore di pressione ed i connettori per l'alimentazione, la programmazione, la connessione USB ed ulteriori due connettori per una futura espansione della scheda con dei collegamenti alle porte I/O del PIC.

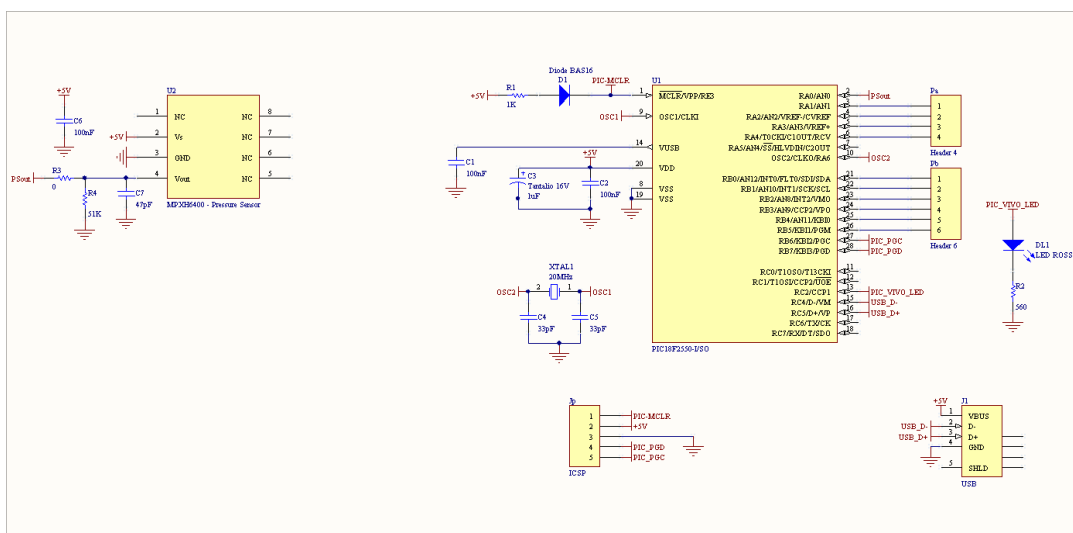


Figura 4.19: Schematico componenti della schedina

Essendo sia il microcontrollore che il sensore di pressione in formato SMD è stato necessario il design e la prototipazione di un circuito stampato. Il progetto del circuito è stato disegnato con Altium, mentre il prototipo del PCB è stato realizzato con una fresa a controllo numerico (Protomat C60) su circuito stampato a doppia faccia. Infine sono stati saldati i vari componenti.

Il microcontrollore è stato quindi programmato in C, utilizzando l'ambiente di sviluppo MPLAB IDE ed il programmatore ICD3 della Microchip. Per velocizzare la scrittura del codice, è stata utilizzata parte della libreria Microchip MCHPUSB per lo scambio di dati tramite porta USB.



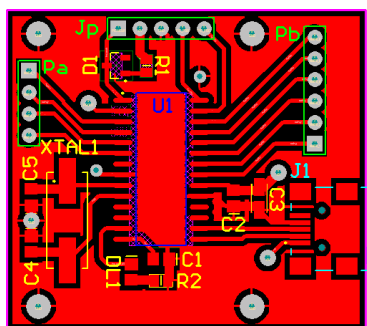


Figura 4.20: Top layer

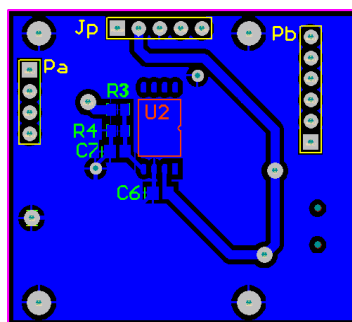


Figura 4.21: Bottom layer

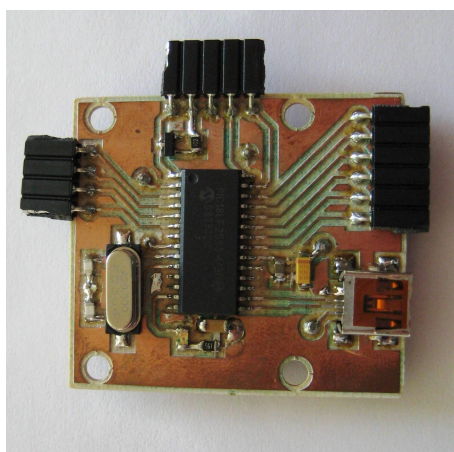


Figura 4.22: Top layer

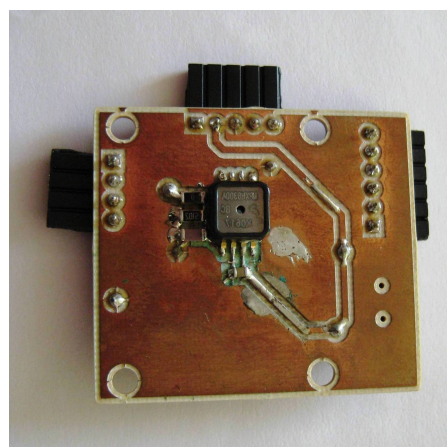


Figura 4.23: Bottom layer

#### 4.9.1 Programma in LabView

L'interfaccia grafica del programma LabView utilizzato per analizzare il comportamento del sensore è presentato in figura 4.24.

Nonostante la sua semplicità, il programma permette un controllo completo della scheda realizzata per la misura di pressione, andando ad inviare una stringa tramite porta USB al PIC, il quale risponde con l'ultimo valore di pressione acquisito dal sensore.

Un grafico ed un indicatore numerico vanno quindi a visualizzare all'utente il valore di pressione acquisito.

Il circuito per la misura della pressione realizzato ha quindi permesso la calibrazione del sistema di misura ad aria compressa sviluppato per l'attuazione alternativa dei dispositivi RF-MEMS.

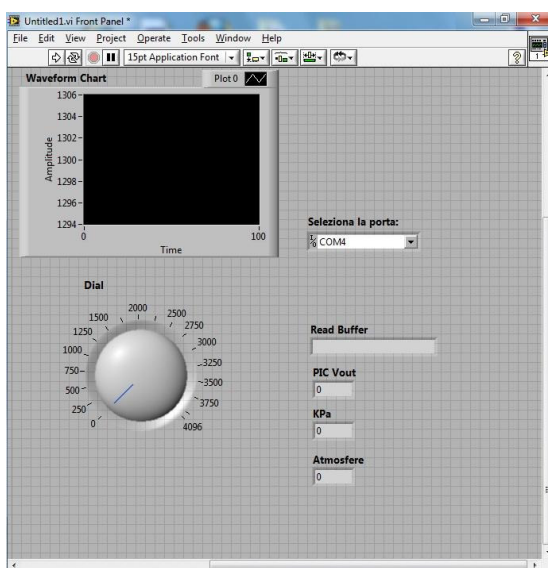


Figura 4.24: Interfaccia grafica del programma per acquisire i dati del sensore di pressione

## 4.10 Analisi dei risultati ottenuti

Nella tabella di seguito riportata sono contenuti i dati di maggiore rilievo, ricavati dalle molte prove effettuate.

Voltage [V]	Velocity [ $\mu\text{m/s}$ ]	Pressione [bar]	Velocity [ $\mu\text{m/s}$ ]
10	31,52	0,1	205,9
15	61,7	0,15	397,5
20	85	0,2	616,2
25	147,8	0,25	627,2
30	204,3	0,3	713,3
35	291,7	0,4	875,9
40	397,1		

Tabella 4.2: Dati raccolti dalle prove svolte

Nel grafico seguente è mostrato il risultato della misura del picco della velocità di vibrazione del centro della membrana in funzione della pressione dell'aria soffiata sopra il dispositivo. Come atteso, maggiore la pressione dell'aria, maggiore il valore massimo della velocità con cui si riesce a far muovere il ponte. L'andamento è paragonabile ai tipici valori raggiunti durante la tradizionale attuazione elettrostatica degli interruttori e, come si vede in figura, può essere ben modellizzato con una curva polinomiale di secondo grado.

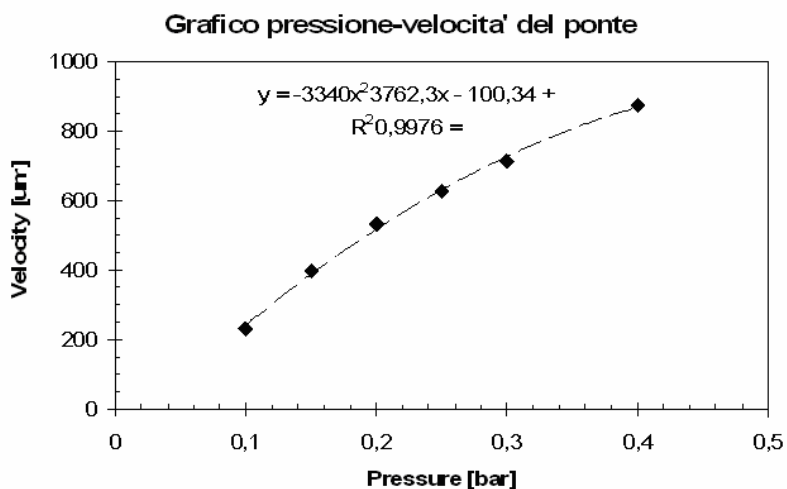


Figura 4.25: Grafico pressione- velocità ponte dello switch MEMS

## 4.11 Le problematiche

1. Difficoltà ad assicurare un getto d'aria uniforme.
2. Sul ponte dei switch MEMS sono presenti piccoli buchi con un diametro variabile da 3-8µm, creati per ridurre lo smorzamento dovuto allo schiacciamento del gas interposto tra il ponte MEMS e l'elettrodo di attuazione. Questi fori permettono di far crescere la velocità di commutazione dell'interruttore e possono arrivare a costituire il 60% dell'area totale del ponte. La superficie sulla quale impattava dell'aria non è quindi uniforme determinando la creazione di vortici e altri moti turbolenti che fanno fluttuare la membrana anziché schiacciarla verso il basso.

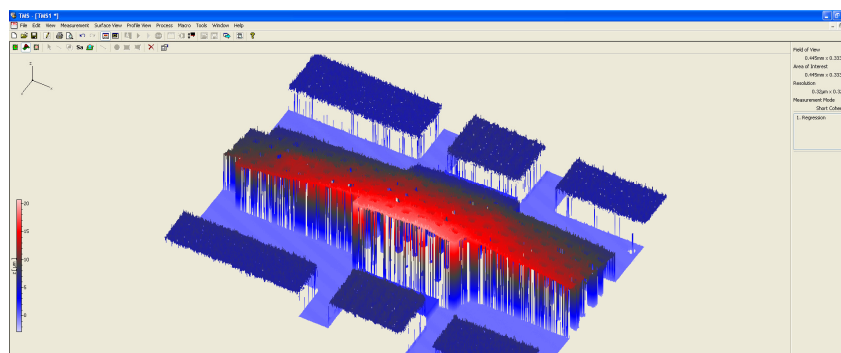


Figura 4.26: Switch RF-MEMS danneggiato in seguito al test con l'aria

- Indispensabile avere una sorgente d'aria priva d'impurità, per questo si è pensato d'introdurre dei filtri lungo il condotto dell'aria.

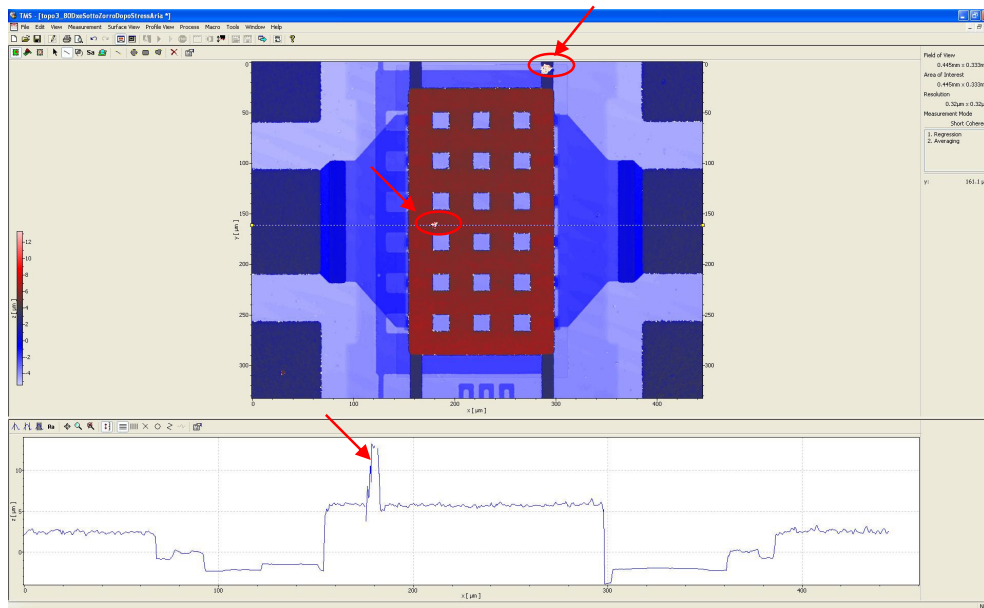


Figura 4.27: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 2D di un dispositivo con impurità depositate sulla sua struttura

- Problemi di posizionamento centrare perfettamente il dispositivo senza oscurare il laser per la misura.
- Ritardo tra lo chiudere il rubinetto e la fine del getto d'aria, tentativo di risolverlo inserendo un rubinetto e accorciando il più possibile l'ultimo tratto dei tubicini.
- L'usura del contatto rimane l'unica degradazione del dispositivo se l'attuazione avvenisse tramite la pressione dell'aria.

## 4.12 Resistenza di contatto

Capire i motivi per i quali gli interruttori switch RF-MEMS falliscono non è semplice, in quanto alla base di ciò vi è una complessa interazione tra:

- deformazione;
- flusso di corrente;
- riscaldamento del contatto.

Una componente molto significativa dalla quale dipende la resistenza di contatto è la rugosità della superficie di contatto: man mano che il ponte scende, ovvero il dispositivo si attua, i punti più alti delle due superfici (la trave e la superficie sottostante) si toccano creando appunto il reale contatto.

È probabile che negli switch MEMS con contatto, che operano in condizioni tipiche, sia presente un sottile film isolante residuo dovuto alla presenza di impurità ambientali (tipicamente idrocarburi) che si sono depositate durante il processo di fabbricazione; la presenza di tale pellicola isolante limita l'effettiva area di contatto metallo-metallo, ad eccezione delle zone in cui il film è rotto (non è presente), dando come risultato un'elevata resistenza di contatto.

Normalmente il contatto è caratterizzato dalla presenza di molteplici "montagnole" di diverse dimensioni, pertanto è necessario riuscire a capire la distribuzione di queste ultime al fine di poter modellare nel migliore dei modi la resistenza di contatto.

A differenza del meccanismo di contatto macroscopico che è stato abbondantemente studiato in questi anni, ciò che avviene a livello microscopico rappresenta tutt'oggi una sfida.

Le forze in gioco nei dispositivi MEMS con contatto sono dell'ordine delle decine o centinaia di micro-Newton; esse creano sul contatto degli "affossamenti" (spots) con dimensione comparabile, o inferiore, a quella del libero cammino medio di un elettrone in un materiale ( $< 50\text{nm}$ ), portando ad un aumento della resistenza di contatto, questi spot si creano in seguito al passaggio di elettroni attraverso la superficie di contatto; data la piccola dimensione degli spots, ci si aspetta che tale meccanismo di sputtering di elettroni attraverso il contatto non porti ad un elevato riscaldamento dello stesso. Esiste un'importante teoria sulla resistenza di contatto che permette di stabilire l'entità del riscaldamento del contatto nel caso di piccoli spots e dimostra come il riscaldamento può prevenire l'incremento della resistenza di contatto.

### **4.13 Variazione della resistenza di contatto**

Questa problematica è tipica degli interruttori resistivi; può essere dovuta sia a una rugosità eccessiva delle superfici costituenti il contatto dell'interruttore, sia all'usura indotta dall'utilizzo del dispositivo (cycling). In figura 4.28 è mostrato il confronto tra area di contatto apparente e area di contatto reale in un micro contatto metallico oro-oro.

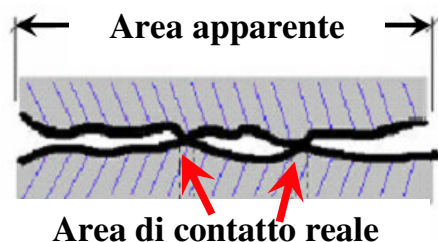


Figura 4.28: Paragonabile tra area di contatto apparente e reale in un contatto metallico oro-oro

La mancanza di totale adesione fra le due superfici aumenta la resistenza serie del dispositivo degradando le sue prestazioni. Infatti, la resistenza a circuito aperto, compromettendo così il funzionamento logico dell'interruttore. Questa non perfetta planarità delle superfici può anche portare ad una concentrazione di corrente in alcuni punti di contatto. La focalizzazione della corrente può generare un locale aumento della temperatura nei punti di contatto, fino ad arrivare al fallimento del dispositivo.

Una schematizzazione del problema è mostrata in figura 4.29, dove le linee evidenziano il flusso di corrente.

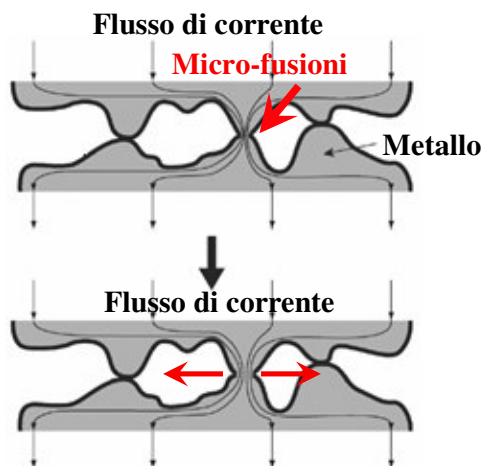


Figura 4.29: Schematizzazione della focalizzazione della corrente in due superfici ruvide o parzialmente isolate al contatto

Alte tensioni di attuazione applicate a basse temperature di funzionamento possono essere controproducenti ai fini dell'affidabilità del dispositivo nel caso in cui esso soffra di intrappolamento di carica.

Alle alte temperature l'intrappolamento di carica diminuisce perché le cariche hanno maggiore energia e riescono a migrare velocemente però la trave tende ad allungarsi se riscaldata eccessivamente andando a spingere sui due punti di ancoraggio della struttura

MEMS. L'elongazione del metallo non riesce quindi ad essere assorbita e così, raggiunto il valore di stress critico, si ha la deformazione della trave con un'incurvatura verso l'alto o verso il basso.

## 4.14 Perché è importante conoscere la dinamica di uno switch

### RF-MEMS

Nell'affidabilità degli switch RF-MEMS il degrado del contatto è un punto importante da considerare poiché esso determina fortemente le prestazioni RF, in termini di un aumento di perdite di inserzione e di riscaldamento joule. Il parametro che si considera per misurare il degrado del contatto è la resistenza di contatto. Più quest'ultima cresce più aumenta l'isolamento per il segnale RF. La resistenza di contatto è la somma di due termini [14]:

- la *resistenza di costrizione*, conseguenza del fatto che il flusso di corrente è costretto a passare attraverso piccole zone conduttive, spots, e vale  $R_c = \rho / (2a)$ , dove  $\rho$  è la resistività del materiale e  $a$  è il raggio dello spot circolare moltiplicato per il numero di spots.
- la *resistenza dello strato uniforme* che ricopre il contatto stesso, fatto di un determinato materiale, che vale, per uno spot a forma circolare  $R_f = (\rho_f d) / (\pi a^2)$ , dove  $\rho_f$  è la resistività dello strato e  $d$  è il suo spessore.

Le due equazioni mostrano che più è grande l'area di contatto (grande valore di  $a$ ) più  $R_c$  e  $R_f$  diminuiscono. L'area di contatto dipende fortemente dalla forza di contatto. Un gran numero di studi riportano come varia la resistenza di contatto totale  $R$  in funzione della forza di contatto [15]. In particolare la resistenza di contatto diminuisce all'aumentare della forza, poiché aumenta l'area di contatto. Altri studi presentano l'incremento della resistenza di contatto durante stress di tipo cycling [16], anche se in questo caso risultano determinanti le condizioni di stress (corrente, voltaggio, forza, switching mode e condizioni ambientali). *Il tempo di vita riportato in molti articoli si aggira tra i 1000 cicli e il 1000000000 di cicli.* Vi sono, però, pochi riferimenti alla caratterizzazione in transitorio di uno switch RF-MEMS [17] in relazione alla propria influenza sul degrado del contatto e quindi sulla resistenza di contatto [18]. La velocità di impatto sui contatti e quindi l'energia cinetica posseduta dalla membrana quando arriva su di essi è un

parametro importante da considerare per quantificare lo stress meccanico a cui sono sottoposti i contatti stessi (rimbalzi).

### **4.15 Risultati positivi nell'impiegare questo set-up sui MEMS per energy-scavery**

La tecnologia MEMS realizzata per il recupero dell'energia meccanica da vibrazioni è molto promettente rispetto a tecnologie alternative elettromagnetiche ed elettrostatiche, per la possibile integrazione su silicio ed il piccolo volume occupato, per l'efficienza di conversione e per la potenza generata.

La sollecitazione ai MEMS di questo tipo, con questo sistema set-up di misura ha dimostrato di creare delle vibrazioni a bassa frequenza utili a produrre energia recuperabile dallo stesso dispositivo e riutilizzabile sotto forma di energia atta ad alimentare piccoli quantitativi di potenza per l'alimentazione di sensori wireless o dispositivi elettronici o eventualmente il caricamento delle batterie. Questo set-up rappresenta quindi una valida sorgente di vibrazione utili ai MEMS utilizzati come energy scavengers.



## *Conclusioni*

In questo lavoro di tesi è stata studiata l'influenza degli stress ad attuazione prolungata sull'affidabilità degli switch RF-MEMS ohmici privi dello strato di ossido. Sono state confrontate differenti tipologie, identificando nella carica dell'ossido sopra il substrato, la prima causa di narrowing e shifting delle curve tipiche ad isteresi, con conseguente possibilità di stiction. Tale fenomeno va quindi a pregiudicare il pieno utilizzo di questi switches nelle applicazioni a radio frequenza, poiché esso può portare ad una instabilità nella tensione di pull-in e pull-out (tendono a diminuire all'aumentare del tempo di polarizzazione). Fenomeno che può determinare anche il fallimento del dispositivo qualora si verificasse uno stiction permanente. Si è inoltre dimostrato che la rimozione progressiva dell'ossido in prossimità della struttura di attuazione, riduce il problema ma non lo elimina del tutto, quindi in prima ipotesi si potrebbe tentare di estendere ancora maggiormente l'aria asportata per diminuire le possibili zone in cui la carica rimane intrappolata. Questa ipotesi apre la strada ad ideare nuovi tipi di design in cui realizzare gli switch MEMS.

Per quanto concerne al set-up di misura ideato per l'attuazione alternativa, esso è in grado di mettere in vibrazione la membrana degli switches, dando così modo di misurare la frequenza di risonanza, in maniera veloce ed indipendente dall'attuazione elettrostatica ma, presenta ancora delle problematiche (esposte nel paragrafo 4.11) per attuare effettivamente il dispositivo. Va segnalato che le vibrazioni prodotte con questo sistema si sono dimostrate particolarmente utili sui MEMS per energy-scavenging, ovvero dispositivi in grado di trarre energia dalle vibrazioni a bassa frequenza, per poterla sfruttare nuovamente come piccoli quantitativi di potenza per l'alimentazione di sensori wireless o dispositivi elettronici o eventualmente il caricamento delle batterie.



# Appendice A

## I parametri $S$

### A.1 I parametri di scattering ( $S$ -parameter)

Le reti lineari o quelle non lineari, ma che operano con segnali sufficientemente piccoli da poter essere considerate lineari, possono essere caratterizzate dai parametri misurati alle loro porte, trascurando ciò che effettivamente esse contengono. Una volta che tali parametri sono stati determinati, il comportamento delle reti può essere caratterizzato e predetto senza preoccuparsi più del loro contenuto. I parametri  $S$  rivestono un ruolo di estrema importanza nella progettazione e nello studio delle reti a frequenza RF, per via della loro semplicità concettuale, della facilità di misurazione e della semplicità analitica [29].

Sebbene una rete possa avere un qualsiasi numero di porte, lo studio dei parametri  $S$  risulta più agevole se si considera una rete con soltanto due porte: una porta d'ingresso e una porta d'uscita (Figura A.1).

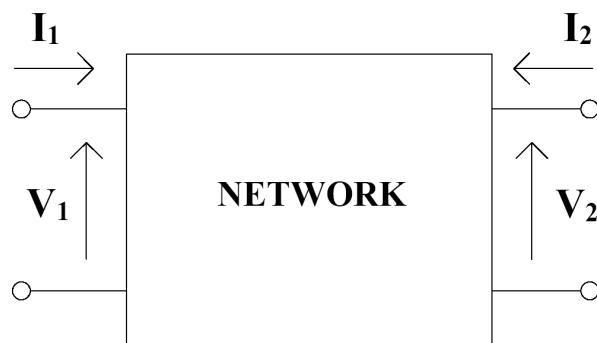


Figura A.1: Rete a due porte per lo studio dei parametri  $S$

Per caratterizzare una rete simile a quella in figura possono essere usati vari tipi di parametri, ognuno con i propri vantaggi e svantaggi. Ogni set di parametri utilizzabile è in qualche modo relazionato a quattro variabili che servono a descrivere il

comportamento delle due porte: due di queste variabili sono indipendenti e rappresentano gli stimoli esterni che servono ad eccitare la rete, le rimanenti due rappresentano la risposta della rete alle eccitazioni, e sono variabili dipendenti. Ad esempio, se la rete viene stimolata da due tensioni  $V_1$  e  $V_2$  (variabili indipendenti), le correnti in uscita  $I_1$  e  $I_2$  (variabili dipendenti) saranno la risposta della rete alle sollecitazioni esterne e saranno legate alle grandezze di ingresso tramite le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11} \times V_1 + y_{12} \times V_2 \\ I_2 &= y_{21} \times V_1 + y_{22} \times V_2 \end{aligned} \tag{A.1}$$

In questo caso, in cui le grandezze indipendenti sono le tensioni e le dipendenti sono le correnti, i parametri che descrivono la rete sono detti ammettenze di corto circuito o parametri- $y$ . In mancanza di altre informazioni, per determinare i quattro parametri sono necessarie quattro misure. Ogni misurazione, in questo caso, viene eseguita eccitando una porta e cortocircuitando l'altra, procedura che appare chiara non appena si considera la definizione dei quattro parametri  $y$ :

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \\ y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \\ y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \tag{A.2}$$

In forma matriciale dunque la nostra rete sarà descritta da:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

Se si scelgono altre variabili dipendenti e indipendenti, la rete sarà descritta comunque da due equazioni lineari, cambierà solamente il modo di definire i parametri che dipenderà dalle grandezze scelte per definire il doppio bipolo. Naturalmente la scelta di un set o di un altro è indifferente, poiché ogni set porta lo stesso tipo di informazioni. Tuttavia, a seconda del tipo di rete, un set può essere più agevole da misurare degli altri e quindi più conveniente. I parametri di scattering, o parametri- $s$ , sono un set di coefficienti

dimensionali che relazionano l'onda viaggiante in una linea di trasmissione con l'onda trasmessa e l'onda riflessa alle porte di una rete inserita in una linea di trasmissione. La facilità con cui è possibile misurare i parametri- $s$ , li rende estremamente comodi per la caratterizzazione di reti per alta frequenza. Infatti per misurare altri tipi di parametri, come i parametri- $y$ , è necessario connettere le porte a circuiti aperti e chiusi, cosa che non è facilmente effettuabile ad alta frequenza dove non si può più lavorare con reti a parametri concentrati ed è difficile ottenere circuiti aperti e chiusi per ogni frequenza. Alle alte frequenze questo tipo di misure necessitano di stub sintonizzabili, regolabili ad ogni frequenza per generare le condizioni di circuito aperto o chiuso alle porte del doppio bipolo. Non solo è difficile e scomodo eseguire queste misure, ma la presenza di uno stub sintonizzabile può generare oscillazioni in alcuni componenti della rete. I parametri  $s$  invece vengono normalmente misurati con la rete inserita tra la sorgente di segnale ed un carico da 50, e vi sono poche possibilità che questa configurazione generi oscillazioni. Un altro importante vantaggio dei parametri  $s$  sta nel fatto che un'onda viaggiante, a differenza di tensione e corrente in dispositivi a bassa frequenza, non varia di ampiezza lungo una linea di trasmissione senza perdite: ciò significa che i parametri  $s$  si possono misurare anche ad una certa distanza dagli strumenti di misura, purché le connessioni avvengano tramite linee di trasmissione a basse perdite.

## **A.2 Derivazione dei parametri di scattering**

Consideriamo, ora, una generica linea di trasmissione. Essa riceve potenza dalla sorgente alla porta d'ingresso e fornisce potenza al carico presente in uscita. Sia  $l$  la lunghezza di questa linea. Dividiamo  $l$  in tanti tratti identici di lunghezza  $\Delta x$ . Ogni sezione è modellata da una resistenza  $R$  per unità di lunghezza, da un'induttanza  $L$  per unità di lunghezza, da una capacità  $C$  per unità di lunghezza e da una conduttanza  $G$  per unità di lunghezza. Si assume che questi parametri rimangano costanti lungo la linea di trasmissione. La figura A.2 mostra una sezione della linea. La tensione e la corrente sono funzioni sia della posizione che del tempo.

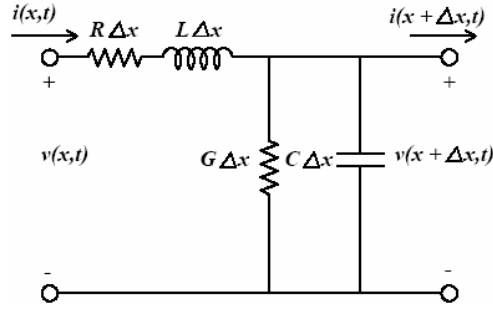


Figura A.2: Sezione di linea di trasmissione a parametri distribuiti

Alla porta d'ingresso vengono applicate una tensione  $v(x, t)$  e una corrente  $i(x, t)$ , mentre alla porta d'uscita abbiamo una tensione  $v(x + \Delta x, t)$  e una corrente  $i(x + \Delta x, t)$ . Applicando la legge di Kirchhoff per le tensioni si ottiene:

$$v(x, t) - v(x + \Delta x, t) = R\Delta x i(x, t) + L\Delta x \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.4})$$

Dividendo ora per  $\Delta x$ , si ha:

$$\frac{v(x, t) - v(x + \Delta x, t)}{\Delta x} = -Ri(x, t) + L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.5})$$

Per  $\Delta x$  che tende a zero, l'espressione a primo membro diventa la derivata parziale di  $v(x, t)$  rispetto a  $x$ . L'equazione sopra scritta diventa quindi:

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) + L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.6})$$

Analogamente, applicando la legge di Kirchhoff per le correnti, si ottiene:

$$i(x, t) - i(x + \Delta x, t) = G\Delta x v(x + \Delta x, t) + C\Delta x \frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.7})$$

Dividendo per  $\Delta x$  e facendone il limite per  $\Delta x$  che tende a zero, si ha una seconda equazione:

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.8})$$

Le equazioni (A.6) e (A.8) descrivono l'andamento della tensione e della corrente lungo la linea di trasmissione. Un caso di particolare interesse è quello della linea priva di perdite (Figura A.3).

In questo caso i parametri R e G sono nulli e scompaiono dalle equazioni suddette, che si modificano nelle seguenti:

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = -L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (\text{A.10})$$

Si vuole, ora, trovare la soluzione di questo sistema di due equazioni nel caso di un segnale sinusoidale all'ingresso.

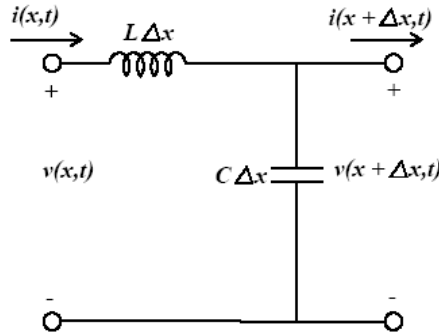


Figura A.3: Modello per la linea di trasmissione senza perdite

In questo caso particolare, anche la tensione e la corrente lungo la linea avranno una forma sinusoidale. In generale, possiamo quindi scrivere:

$$v(x,t) = f(x) \cos(\omega t + \varphi(x)) = f(x) \operatorname{Re} \left[ e^{j\varphi(x)} e^{j\omega t} \right] \quad (\text{A.11})$$

$$i(x,t) = g(x) \cos(\omega t + \eta(x)) = g(x) \operatorname{Re} \left[ e^{j\eta(x)} e^{j\omega t} \right] \quad (\text{A.12})$$

dove  $f(x)$  e  $g(x)$  sono funzioni reali della posizione  $x$  lungo la linea, mentre  $\varphi(x)$  e  $\eta(x)$  descrivono la variazione della fase con la posizione. Definiamo ora, i fasori:

$$V(x,t) = f(x) e^{j\varphi(x)} \quad (\text{A.13})$$

$$I(x,t) = g(x) e^{j\eta(x)} \quad (\text{A.14})$$

Le equazioni (A.11) e (A.12) si possono quindi scrivere come:

$$v(x,t) = \operatorname{Re} \left[ V(x) e^{j\omega t} \right] \quad (\text{A.15})$$

$$i(x,t) = \operatorname{Re} \left[ I(x) e^{j\omega t} \right] \quad (\text{A.16})$$

Sostituendo queste due espressioni nella (A.9), si ottiene:

$$\frac{\partial}{\partial x} \operatorname{Re}[V(x)e^{j\omega t}] = -L \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{Re}[I(x)e^{j\omega t}] \quad (\text{A.17})$$

Scambiando, ora, l'operatore  $\operatorname{Re}[\cdot]$  con gli operatori  $\frac{\partial}{\partial x}$  e  $\frac{\partial}{\partial t}$  e osservando che  $V(x)$  è funzione solo di  $x$ , si può scrivere la seguente equazione:

$$\operatorname{Re} \left[ \left( \frac{dV(x)}{dx} + j\omega LI(x) \right) e^{j\omega t} \right] = 0 \quad (\text{A.18})$$

Questa equazione deve essere soddisfatta per qualsiasi valore di  $t$ , perciò l'espressione tra parentesi quadrate deve essere identicamente nulla:

$$\frac{dV(x)}{dx} = -j\omega LI(x) \quad (\text{A.19})$$

Analogamente, sostituendo le equazioni (A.15) e (A.16) nella (A.10), si ottiene:

$$\frac{dI(x)}{dx} = -j\omega CV(x) \quad (\text{A.20})$$

Differenziando la (A.19) rispetto a  $x$ , si ha:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -j\omega L \frac{dI(x)}{dx} \quad (\text{A.21})$$

Sostituendo questa espressione nella (A.20), si arriva all'equazione:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -j\omega L(-j\omega C)V(x) = -\omega^2 LCV(x) \quad (\text{A.22})$$

Ovvero

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} + \beta^2 V(x) = 0 \quad (\text{A.23})$$

Dove  $\beta = \omega\sqrt{LC}$  è la costante di propagazione.

La soluzione generale dell'equazione differenziale di secondo ordine (A.23) è:

$$V(x) = Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x} \quad (\text{A.24})$$

dove  $A$  e  $B$  sono in generale costanti complesse. Il valore di queste costanti si calcola conoscendo le condizioni al contorno del particolare sistema cui si sta facendo riferimento.



La soluzione generale per la corrente diventa:

$$I(x) = \frac{-1}{j\omega L} \frac{dV(x)}{dx} = \frac{-1}{j\omega L} \frac{d}{dx} [Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x}] = \frac{\beta}{\omega L} [Ae^{-j\beta x} - Be^{j\beta x}] \quad (\text{A.25})$$

Si definisce ora, l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione come:

$$Z_0 = \frac{\omega L}{\beta} = \frac{\omega L}{\omega \sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A.26})$$

Grazie a questa definizione, si può esprimere la corrente nel modo seguente:

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-j\beta x} - \frac{B}{Z_0} e^{j\beta x} \quad (\text{A.27})$$

Si osserva che  $Z_0$  è reale se la linea è priva di perdite.

Introduciamo, ora, la seguente notazione:

$$V^+(x) = Ae^{-j\beta x} \quad (\text{A.28})$$

$$V^-(x) = Be^{j\beta x} \quad (\text{A.29})$$

Secondo la notazione introdotta possiamo scrivere  $V(x)$  nel modo seguente:

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (\text{A.30})$$

e  $I(x)$  come:

$$I(x) = I^+(x) + I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (\text{A.31})$$

mentre il coefficiente di riflessione diventa:

$$\rho(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} \quad (\text{A.32})$$

Consideriamo, adesso, la seguente notazione normalizzata:

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.33})$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} I(x) \quad (\text{A.34})$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.35})$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.36})$$

Con  $a(x)$  si indica l'onda di tensione incidente normalizzata, mentre con  $b(x)$  l'onda di tensione riflessa normalizzata. Con queste equazioni, la formula (A.30) diventa:

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (\text{A.37})$$

mentre la (A.31) diventa:

$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (\text{A.38})$$

Con  $b(x) = \rho(x)a(x)$ .

Esprimiamo, ora,  $a(x)$  e  $b(x)$  in funzione di  $V(x)$  e  $I(x)$ :

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) + Z_0 I(x)] \quad (\text{A.39})$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) - Z_0 I(x)] \quad (\text{A.40})$$

Se consideriamo una rete a due porte come quella in figura A.4 con l'onda incidente  $a_1(l_1)$  e l'onda riflessa  $b_1(l_1)$  alla porta 1 e l'onda incidente  $a_2(l_2)$  e l'onda riflessa  $b_2(l_2)$  alla porta 2, possiamo generalizzare le formule sopra viste nel modo seguente:

$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2) \quad (\text{A.41})$$

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2) \quad (\text{A.42})$$

In forma matriciale, le due equazioni sopra scritte diventano:

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (\text{A.43})$$

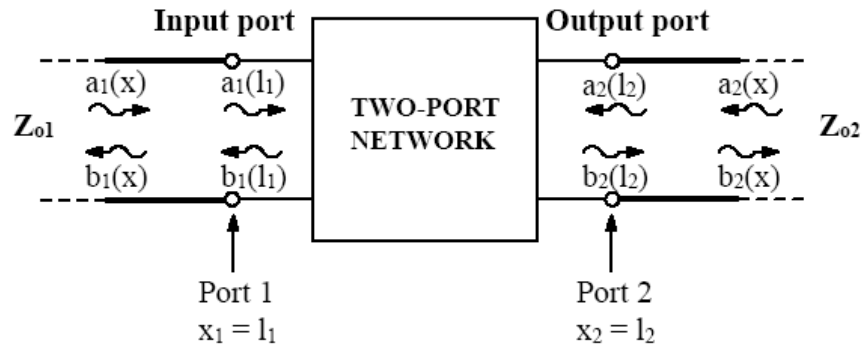


Figura A.4: Rete a due porte con i piani di riferimento per lo studio dell'onda incidente e riflessa

Si osservi, innanzitutto, che  $a_1(l_1)$ ,  $b_1(l_1)$ ,  $a_2(l_2)$  e  $b_2(l_2)$  sono i valori delle onde incidente e riflessa precisamente nei punti indicati con 'porta 1' e 'porta 2' nella figura sopra riportata.

I parametri  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$  rappresentano i coefficienti di riflessione e trasmissione e per questo sono chiamati parametri di scattering. La matrice  $[S]$  è detta analogamente matrice di scattering.

Secondo le equazioni (A.41) e (A.42), il termine  $S_{11}a_1(l_1)$  rappresenta il contributo all'onda riflessa  $b_1(l_1)$  dovuto all'onda incidente  $a_1(l_1)$  alla porta 1. Analogamente, il termine  $S_{12}a_2(l_2)$  rappresenta il contributo all'onda riflessa  $b_1(l_1)$  dovuto all'onda incidente  $a_2(l_2)$  alla porta 2, e così via.

Le definizioni dei singoli parametri  $S$  misurati alle porte 1 e 2 sono le seguenti:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \left. \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2)=0} \\
 S_{21} &= \left. \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2)=0} \\
 S_{22} &= \left. \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)} \right|_{a_1(l_1)=0} \\
 S_{12} &= \left. \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)} \right|_{a_1(l_1)=0}
 \end{aligned} \tag{A.44}$$

Per definire, dunque, questi nuovi parametri usiamo la seguente convenzione: indichiamo con  $a$  il segnale entrante alla porta che stiamo considerando e con  $b$  il segnale uscente sempre dalla stessa porta. Più precisamente,  $a$  è l'onda di potenza incidente normalizzata, mentre  $b$  è l'onda di potenza riflessa normalizzata.

In figura A.5 sono raffigurate le relazioni tra i parametri  $a$  e  $b$  della porta d'ingresso e i parametri  $a$  e  $b$  della porta d'uscita.

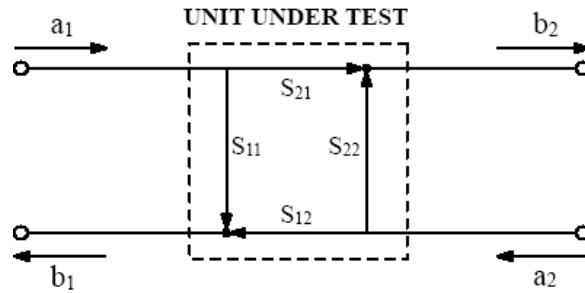


Figura A.5: Schema delle relazioni fra i parametri  $S$

Come si può vedere,  $a_1$  è il segnale d'ingresso,  $b_1$  è il segnale riflesso alla porta d'ingresso,  $b_2$  è il segnale d'uscita e  $a_2$  è il segnale riflesso alla porta d'uscita.

Scriviamo le equazioni che descrivono il circuito in modo semplificato:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\
 b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2
 \end{aligned} \tag{A.45}$$

Per ottenere i singoli parametri, dobbiamo imporre che  $a_1$  o  $a_2$  siano nulle. Per far questo basta terminare la porta opportuna sull'impedenza caratteristica del circuito  $Z_0$  che usualmente è di valore pari a 50 (Figura A.6). Imponendo di volta in volta questa condizione, otteniamo le definizioni dei singoli parametri  $S_{ij}$  rispettivamente alla porta d'ingresso e alla porta d'uscita:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{con l'uscita terminata su } Z_0 \quad (\text{A.46})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{con l'uscita sempre terminata su } Z_0 \quad (\text{A.47})$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{con l'ingresso terminata su } Z_0 \quad (\text{A.48})$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{con l'ingresso sempre terminata su } Z_0 \quad (\text{A.49})$$

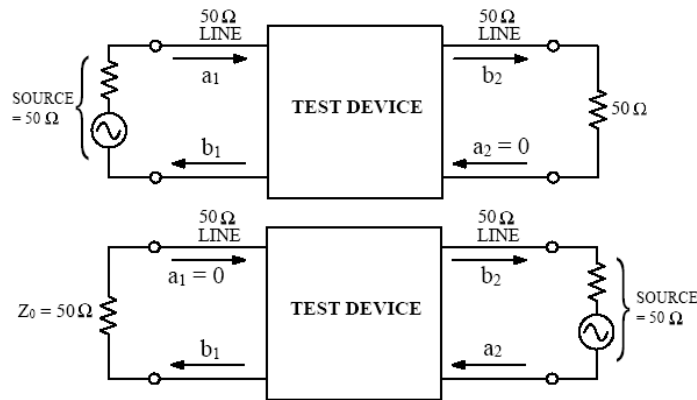


Figura A.6: Schema per lo studio dei parametri  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$

Da queste relazioni possiamo identificare il parametro  $S_{11}$  come il coefficiente di riflessione alla porta d'ingresso con l'uscita chiusa sull'impedenza  $Z_0$ ,  $S_{12}$  come il coefficiente di trasmissione diretto,  $S_{21}$  come il coefficiente di trasmissione inverso e  $S_{22}$  è il coefficiente di riflessione alla porta d'uscita con l'ingresso chiuso sull'impedenza  $Z_0$ .

### A.3 Relazione fra parametri $S$ e potenza dell'onda viaggiante

Uno dei vantaggi dei parametri- $s$  è la semplice relazione che li lega alla potenza delle varie onde viaggianti nella rete:

$$|a_1|^2 = \text{Potenza incidente alla porta d'ingresso della rete}$$

$$|a_2|^2 = \text{Potenza incidente alla porta d'uscita della rete}$$

$$|b_1|^2 = \text{Potenza riflessa dalla porta d'ingresso della rete}$$

$$|b_2|^2 = \text{Potenza riflessa dalla porta d'uscita della rete}$$

Le precedenti quattro equazioni mostrano che i parametri- $s$  sono semplicemente relazionati al guadagno di potenza e alle perdite di accoppiamento, quantità che sono spesso di maggior interesse delle corrispondenti funzioni di tensione o corrente:

$$|S_{11}|^2 = \text{Potenza riflessa dall'input della rete / Potenza incidente sull'input della rete}$$

$$|S_{22}|^2 = \text{Potenza riflessa dall'output della rete / Potenza incidente sull'output della rete}$$

$$|S_{21}|^2 = \text{Potenza trasmessa al carico } Z_0 / \text{Potenza erogata dal generatore con impedenza } Z_0$$

$$|S_{21}|^2 = \text{Guadagno di potenza con carico e generatore adattati a } 50 \Omega$$

$$|S_{12}|^2 = \text{Guadagno di potenza inverso con carico e generatore adattati a } 50 \Omega$$



## *Indice Figure*

---

1.1 Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, travi dritte). . . . .	2
1.2 Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, a meandri). . . . .	2
1.3 Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, travi dritte). . . . .	2
1.4 Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, a meandri). . . . .	2
1.5 Immagine al profilometro di un RF-MEMS a travi dritte. . . . .	3
1.6 Immagine al profilometro di un RF-MEMS a meandri. . . . .	3
1.7 Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte. . . . .	3
1.8 Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte. . . . .	3
1.9 Switch resistivo visto dall' alto con e senza trave MEMS. . . . .	3
1.10 Ingrandimento della trave MEMS di uno switch RF MEMS. La figura in basso mostra la posizione che assume la trave a dispositivo attuato. . . . .	3
1.11: Switch RF MEMS capacitivo. . . . .	4
1.12 Trave ancorata con carico verticale concentrato P. . . . .	5
1.13 Trave ancorata con carico distribuito al centro $P = 2\xi(x - l / 2)$ . . . . .	7
1.14 Andamento della costante di molla (normalizzata rispetto alla profondità della trave w) in funzione di t/l per una trave d' oro. . . . .	7
1.15: Trave ancorata con carico solo alle estremità $P = 2\xi(l - x)$ . . . . .	8
1.16 Andamento della costante di molla in funzione di x/l per carico distribuito al centro e carico distribuito alle estremità. . . . .	8
1.17 Trave modellata come un cavo teso con un carico P concentrato. . . . .	9
1.18 Costante di molla (normalizzata rispetto a w) di una trave in oro e in alluminio in funzione dello stress residuo nella trave. . . . .	11
1.19 Esempio di fori in una trave. . . . .	12
1.20 Tipi di supporto usati per ridurre la costante di molla. (a) Struttura ancorata. (b) Struttura crab-leg. (c) Struttura ripiegata. (d) Struttura a serpentina (o meandri). . . . .	13
1.21 Esempio di trave a sbalzo usata come switch serie in-line. . . . .	14

1.22 Vista dall' alto (a) e laterale (b) di una trave a sbalzo con elettrodo di pull-down e contatto metallico separati dalla trave in dielettrico. . . . .	14
1.23: Andamento della costante di molla per una trave a sbalzo in oro e in nitruro di silicio. . . . .	15
1.24: Forze agenti su una trave MEMS in fase di attuazione. . . . .	16
1.25: Il grafico mostra l'altezza della trave in funzione della tensione applicata. . . . .	17
1.26: Andamento della tensione di pull-down per una trave in oro. . . . .	18
1.27: Andamento della tensione di pull-down in funzione dell'altezza iniziale della trave. . . . .	18
2.1: Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che scherma parzialmente il campo elettrico applicato. . . . .	21
2.2: Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che causa stiction del dispositivo. . . . .	21
2.3: Campo e forza elettrostatica in un condensatore a facce parallele a) Non ci sono cariche rimaste intrappolate nel dielettrico b) Le cariche intrappolate creano un campo elettrostatico che va a interferire con il campo già presente. . . . .	22
2.4: Curve C-V prima (nero) e dopo (grigio) una attuazione a 65 V prolungata per 727 secondi. . . . .	22
2.5: Distribuzione del campo elettrico in un MEMS senza dielettrico con 80 V applicati al pad di attuazione. . . . .	24
2.6: Caratteristica C – V simulata con carica uniforme. . . . .	24
2.7: Caratteristica C – V con fenomeno di stiction. . . . .	25
2.8: Modello di un MEMS ad armature parallele. . . . .	25
2.9: Modello di un MEMS ad armature parallele (dettaglio delle linee di campo). . . . .	26
2.10: Modello matematico dell'intrappolamento di carica in un dispositivo RF MEMS. . . . .	28
2.11: Andamento della forza elettrostatica in funzione della tensione V per il modello di figura 2.10. . . . .	28
2.12: Modello di un RF MEMS con carica distribuita. . . . .	29
2.13: Simulazione del restringimento della curva d – V incrementando $\sigma^2(\psi_{eq})$ da 0 fino a $\sigma^2_{no\_PO}$ . . . . .	30
2.14: Simulazione del restringimento della curva C – V incrementando $\sigma^2(\psi_{eq})$ da 0 fino a $\sigma^2_{no\_PO}$ . . . . .	31



2.15: Simulazione del restringimento della curva $d - V$ incrementando $\sigma^2(\psi_{eq})$ da $\sigma^2_{no\_PO}$ fino a $\sigma^2_{no\_PI}$ . . . . .	32
2.16: Simulazione del restringimento della curva $C - V$ incrementando $\sigma^2(\psi_{eq})$ da $\sigma^2_{no\_PO}$ fino a $\sigma^2_{no\_PI}$ . . . . .	32
2.17: Evoluzione di $V_{PI}$ e di $V_{PO}$ rispetto a $\sigma^2(\psi_{eq})$ . . . . .	33
2.18: Modello di un dispositivo MEMS con cariche intrappolate e air-gap non uniformi . . . . .	34
2.19: Switch MEMS che utilizza la soluzione degli elettrodi di pull-down per risolvere il problema del dielectric charging. . . . .	40
3.1: Set-up di misura utilizzato per la polarizzazione continua dello switch. . . . .	43
3.2 Esempi di grafici relative allo stress di 4 ore nei S-Pi Switch. . . . .	45
3.3: Variazione della $V_{ACT+}$ dopo l'attuazione prolungata per 4 ore. . . . .	46
3.4: Variazione della $V_{REL+}$ dopo l'attuazione prolungata per 4 ore. . . . .	46
3.5: Variazione della $V_{ACT-}$ dopo l'attuazione prolungata per 4 ore. . . . .	47
3.6: Variazione della $V_{REL-}$ dopo l'attuazione prolungata per 4 ore. . . . .	47
3.7: Variazione della tensione positive di attuazione dopo le 4 ore di attuazione continue. . . . .	48
3.8: Variazione della tensione negative di attuazione dopo le 4 ore di attuazione continue. . . . .	48
3.9: Evoluzione della tensione di attuazione nei dispositivi No-pillars. . . . .	49
3.10: Evoluzione della tensione di attuazione nei dispositivi pillars. . . . .	49
3.11: Grafico delle curve del tempo di decadimento $\tau$ degli interruttori "old" e "ref".	50
3.12: Grafico delle curve del tempo di decadimento $\tau$ degli switch senza dielettrico "pillars". . . . .	50
3.13: Tempo di decadimento degli switches testati. . . . .	51
3.14: Desing di un switch OAIR. . . . .	52
3.15: Layout della zona di attuazione per differenti dispositivi. . . . .	52
3.16: Sezione del wafer al secondo step del trattamento chimico. . . . .	53
3.17: Sezione del wafer al terzo step del trattamento chimico. . . . .	54
3.18: Sezione del wafer al quarto step del trattamento chimico. . . . .	54

3.19: Sezione del wafer al quinto step del trattamento chimico. . . . .	55
3.20: Sezione del wafer al sesto step del trattamento chimico . . . . .	55
: 3.21: Sezione laterale schematica delle strutture ottenibili con il processo tecnologico di FBK-IRST. . . . .	56
3.22: Set-up di misura per il DC Sweep one side. . . . .	57
3.23: Tensione al pad di attuazione e $S_{21}$ alla porta d'uscita in funzione del tempo trascorso ( e di conseguenza della tensione di attuazione). . . . .	58
3.24: Parametro $S_{21}$ alla porta d'uscita in funzione della tensione al pad di attuazione per uno switch shunt. . . . .	58
3.25: Set-up di misura per il DC Sweep one side. . . . .	59
3.26: Programma Lab-View utilizzato per il regolare lo stress. . . . .	60
3.27: Profilometro Polytec MSA-500. . . . .	61
3.28: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500.Esempio di ricostruzione 2D dispositivo AOIR. . . . .	62
3.29: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 3D dispositivo AOIR. . . . .	63
3.30: Evoluzione dei parametri $S_{11}$ e $S_{21}$ di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ ) . . . . .	64
3.31: Evoluzione dei parametri $S_{11}$ e $S_{21}$ di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ ) . . . . .	65
3.32: Evoluzione dei parametri $S_{11}$ e $S_{21}$ di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ ) . . . . .	66
3.33: Evoluzione dei parametri $S_{11}$ e $S_{21}$ di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +80V$ ) . . . . .	67
3.34: Evoluzione dei parametri $S_{11}$ e $S_{21}$ di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +90V$ ) . . . . .	68
3.35: Evoluzione dei parametri $S_{11}$ e $S_{21}$ di un dispositivo AOIR durante una prova di attuazione prolungata ( $V_{BIAS} = +90V$ ) . . . . .	69
3.36: Grafico in scala log della tensione di attuazione in funzione del tempo di stress/recupero. . . . .	70
3.37: Grafico in scala log della tensione di rilascio in funzione del tempo di stress/recupero. . . . .	70

3.38: Grafico in scala lineare della tensione di attuazione in funzione del tempo di stress/recupero. . . . .	71
3.39: Grafico in scala lineare della tensione di rilascio in funzione del tempo di stress/recupero. . . . .	71
3.40: Variazione della corrente nel dispositivo stressato ad 80V. . . . .	72
3.41: Variazione della corrente nel dispositivo stressato ad 90V. . . . .	72
3.42: Confronto della corrente tra i due stress svolti rispettivamente a 80V e a 90V. . .	73
3.43: Confronto della corrente nella fase di recupero tra lo stress svolto a 80V e quello a 90V. . . . .	74
4.1: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 2D dei dispositivi testati. . . . .	76
4.2: Risposta in frequenza di una trave con frequenza di risonanza di 50 kHz. . . . .	77
4.3: Simulazione dell'attuazione di una trave di Au in funzione della tensione applicata $V_s$ con $Q=1$ . . . . .	82
4.4: Simulazione dell'attuazione di una trave di Au e Al con una tensione applicata di $V_s = 42V$ ( $V_s = 1.4V_p$ ) . . . . .	82
4.5: Simulazione del tempo di attuazione per una trave di Au. . . . .	83
4.6: Simulazione della fase di rilascio per una trave d'oro. . . . .	84
4.7: Regolatore per basse pressioni della Norgren . . . . .	85
4.8: Schematizzazione del sistema di misura. . . . .	86
4.9: Rassegna degli aghi adottati in questo set-up di misura. . . . .	87
4.10: Primo set-up di misura ideato. . . . .	87
4.11: Manipolatore. . . . .	88
4.12: Secondo set-up di misura ideato. . . . .	88
4.13: Secondo set-up di misura ideato. . . . .	89
4.14: Schermata del programma che implementa il vibrometro del profilometro. . .	89
4.15: Schematico del package del sensore di pressione. . . . .	90
4.16: Illustra uno spaccato del chip di misura nella configurazione di super piccolo chip. . . . .	91
4.17: Illustra un tipico circuito di applicazione. . . . .	91

4.18: Mostra il segnale d'uscita del sensore in funzione della pressione all'ingresso. . . . .	91
4.19: Schematico componenti della schedina. . . . .	92
4.20: Top layer. . . . .	93
4.21: Bottom layer. . . . .	93
4.22: Top layer. . . . .	93
4.22: Bottom layer. . . . .	93
4.24: Interfaccia grafica del programma per acquisire i dati del sensore di pressione. . . . .	94
4.25: Grafico pressione- velocità ponte dello switch MEMS. . . . .	95
4.26: Switch RF-MEMS danneggiato in seguito al test con l'aria. . . . .	95
4.27: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 2D di un dispositivo con impurità depositate sulla sua struttura. . . . .	96
4.28: Paragonabile tra area di contatto apparente e reale in un contatto metallico oro-oro. . . . .	98
4.29: Schematizzazione della focalizzazione della corrente in due superfici ruvide o parzialmente isolate al contatto. . . . .	98
A.1: Rete a due porte per lo studio dei parametri $S$ . . . . .	I
A.2: Sezione di linea di trasmissione a parametri distribuiti. . . . .	IV
A.3: Modello per la linea di trasmissione senza perdite. . . . .	V
A.4: Rete a due porte con i piani di riferimento per lo studio dell'onda incidente e riflessa. . . . .	VIII
A.5: Schema delle relazioni fra i parametri $S$ . . . . .	IX
A.6: Schema per lo studio dei parametri $S_{11}$ , $S_{12}$ , $S_{21}$ e $S_{22}$ . . . . .	X

## *Indice Tabelle*

---

3.1: Dati ricavati dopo 4 ore di stress su s-pi switch. ....	44
3.2: Tempo di decadimento degli switches testati. ....	51
4.1: Numerazione dei piedini del sensore. ....	90
4.2: Dati raccolti dalle prove svolte. ....	94



## *Bibliografia e Sitologia*

---

- [1] R. Marcelli et al. **Technology and microwave performance of micro-mechanical shunt switches**. *MEMS technologies for millimeter wave device and circuits*, Vol. 5: pages 159-168, 2004.
- [2] R. Gaddi, M. Bellei, A. Gnudi, B. Margesin, and F. Giacomozzi. **Interdigitated Low-Loss Ohmic RF-MEMS Switches**. *NSTI-Nanotech*, Vol. 2: pages 327-330, Marzo 2004.
- [3] G. M. Rebeiz. **RF MEMS theory, design and technology**, pages 21-57. John Wiley e Sons, Marzo 2003.
- [4] J. M. Gere. **Mechanics of material**, 4th edition. PWS Publishing Company, 1997.
- [5] R. J. Roark. **Formulas for stress and strain**, 6th edition. McGraw-Hill, 1989.
- [6] Vladimir L. Rabinovich, Raj K. Gupta, and Stephen D. Senturia. **The Effect of Release Etch Holes on the Electromechanical Behavior of MEMS Structures**. *International Conference on Solid-state Sensors and Actuators*, pages 1125-1128, Giugno 1997.
- [7] G. M. Rebeiz. **RF MEMS theory, design and technology**, pages 59–86. John Wiley e Sons, Marzo 2003.
- [8] S. Dushman and J. Lafferty. **Scientific Fundamentals of Vacuum, Technique**. John Wiley e Sons, 1962.
- [9] T. Veijola et al. **International Conference on Solid-State Sensors Actuators**, Vol. 4: pages 1097–1100, Giugno 1997.
- [10] G. M. Rebeiz. **RF MEMS theory, design and technology**, pages 87–120. John Wiley e Sons, Marzo 2003.
- [11] Jeremy B. Muldavin and Gabriel M. Rebeiz. **High Isolation CPW MEMS Shunt Switches Part 1: Modeling**. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 48(N. 6): pages 1045–1052, Giugno 2000.

- [12] Joe Mazur. **The Radiation environment outside and inside a spacecraft.** *IEEE Nuclear and Space Radiation Effects Conference*, Section II, 2002.
- [13] David Mardivirin, Arnaud Pothier, Aurelian Crunteanu, Bastien Vialle, and Pierre Blondy. **Charging in Dielectricless Capacitive RF-MEMS Switches.** *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 57(N. 1): pages 231–236, Gennaio 2009.
- [14] X. Rottenberg, B. Nauwelaers, W. De Raedt, and H. A. C. Tilmans. **Distributed dielectric charging and its impact on RF MEMS devices.** *12th GaAs Symposium*, pages 475–478, 2004.
- [15] Jürgen Wibbeler, Günter Pfeifer, and Michael Hietschold. **Parasitic charging of dielectric surfaces in capacitive microelectromechanical systems (MEMS).** *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 71(N. 1-2): page 74, Aprile 1998.
- [16] Xavier Rottenberg, Ingrid De Wolf, Bart K. J. C. Nauwelaers, Walter De Raedt, and Harrie A. C. Tilmans. **Analytical Model of the DC Actuation of Electrostatic MEMS Devices With Distributed Dielectric Charging and Nonplanar Electrodes.** *Journal Of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15(N. 5): pages 1243–1253, Ottobre 2007.
- [17] A. Tazzoli, E. Autizi, M. Barbato, F. Solazzi, J. Iannacci, P. Farinelli, F. Giacomozzi, B. Margesin, R. Sorrentino, and G. Meneghesso. **Impact of Continuous Actuation on the Reliability of Dielectric-less Ohmic RF-MEMS Switches.** *Proceeding MEMSWAVE 2009*, 2009.
- [18] D. Mardivirin, A. Pothier, M. El Khatib, A. Crunteanu, O. Vendier, and P. Blondy. **Reliability of Dielectric Less Electrostatic Actuators in RF-MEMS Ohmic Switches.** *IEEE 38th European Microwave Conference*, pages 1517–1520, Ottobre 2008.
- [19] A. Tazzoli, E. Autizi, M. Barbato, F. Solazzi, J. Iannacci, P. Farinelli, F. Giacomozzi, B. Margesin, R. Sorrentino, and G. Meneghesso. **Evolution of Electrical Parameters of Dielectric-less Ohmic RF-MEMS Switches during Continuous Actuation Stress.** *Proceeding ESSDERC 2009*, 2009.



[20] A. K. Jonscher. **Dielectric relaxation in solids**. J. Phys. D, Appl. Phys, Vol. 32: pages R57–R70, 1999.

[21] R.W. Herfst, P.G. Steeneken, and J. Schmitz. **Time and voltage dependence of dielectric charging in RF MEMS capacitive switches**. IEEE 45th Annual international Reliability

Il *Cd-Rom* allegato è strutturato attraverso delle directory:

- Tesi: contiene il testo della tesi in formato pdf.
- Materiale: include ulteriori approfondimenti di consultazione per una comprensione più dettagliata della tesi.
  - Documenti: presenta alcuni articoli utilizzati come consultazione per la stesura dell'elaborato (ref. *Bibliografia e sitografia* del testo dell'elaborato).
  - Immagini: raccoglie le foto e i grafici riportati nel testo dell'elaborato.

e-mail (per consulenza e richieste): [francesca.mattiuzzo@dei.unipd.it](mailto:francesca.mattiuzzo@dei.unipd.it)

printed Marzo 2011, rev. 1