



Università degli Studi di Padova

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

TESI DI LAUREA

**Meccanismi di degradazione
in switch RF-MEMS per applicazioni spaziali
sottoposti a stress impulsivi**

Laureando:
Lauro Giaretta
Matricola 528808

Relatore:
Ch.mo Prof. Gaudenzio Meneghesso

Correlatore:
Ing. Augusto Tazzoli

Indice

Introduzione	1
1 Gli switch RF MEMS	5
1.1 Descrizione fisica degli switch RF	5
1.1.1 Descrizione fisica degli switch RF resistivi	5
1.2 Modello meccanico dei dispositivi MEMS	7
1.2.1 Costante di molla di una trave ancorata	8
1.2.2 Componente della costante di molla dovuta a stress residuo	11
1.2.3 Effetto dei buchi nella trave	13
1.2.4 Costante di molla per travi Low-K	15
1.2.5 Costante di molla per travi a sbalzo	16
1.2.6 Attuazione elettrostatica	18
1.3 Modello elettromagnetico degli switch RF	21
1.3.1 Modello circuitale degli switch shunt	21
1.3.2 Modello circuitale degli switch serie	25
2 Affidabilità degli switch RF-MEMS	29
2.1 Introduzione	29
2.2 Fenomeni elettrici	31
2.2.1 Dielectric charging	31
2.2.2 Power handling	35
2.2.3 Variazione della resistenza di contatto	36
2.3 Fenomeni ambientali	38
2.3.1 Umidità	38
2.3.2 Variazioni di temperatura	39
2.3.3 Ambiente Spaziale - Effetti da radiazioni	42
2.3.4 Electrical Over-Stress (EOS) / Electro-Static discharge (ESD)	45
2.3.5 Particolato / Impurità	46

2.4	Fenomeni meccanici	47
2.4.1	Vibrazioni	47
2.4.2	Shock	47
2.4.3	Frattura	48
2.4.4	Logorio	49
2.4.5	Stiction	50
2.4.6	Usura	51
2.4.7	Delaminazione	51
3	I sistemi di misura per la caratterizzazione elettrica	53
3.1	DC Sweep classico 2009b	55
3.1.1	Descrizione del sistema di misura	55
3.1.2	Programma Labview	58
3.2	TLP HV su punte	59
3.2.1	Descrizione del sistema di misura	59
3.2.2	Programma Labview TLP HV su punte	60
3.3	Impulsatore stato solido HP8114 su punte	62
3.3.1	Descrizione del sistema di misura	62
3.3.2	Programma Labview Impulsatore stato solido HP8114 su punte	62
3.4	Profilometro PolyTec MSA-500	65
4	Risultati dei test	69
4.1	DC Sweep classico 2009b	69
4.2	TLP HV su punte	77
4.3	Impulsatore stato solido HP8114 su punte	79
4.4	Impulsatore stato solido HP8114 su punte con durata impulsi variabile	80
4.5	Risultati al profilometro Polytec MSA-500	81
4.6	Particolari nei punti di microwelding	86
4.7	Meccanismo di restoring	88
4.8	Riepilogo misure	91
	Conclusioni	93
	Elenco delle figure	95
	Elenco delle tabelle	103

Introduzione

I progressi raggiunti nella fabbricazione di circuiti microelettronici, principalmente su base silicio, hanno permesso la realizzazione di circuiti integrati sempre più complessi in tecnologia planare. Grazie all'introduzione di nuove tecniche di microlavorazione è possibile realizzare strutture tridimensionali sospese di varia tipologia e materiali. Attualmente è possibile realizzare componenti che uniscono funzioni elettriche e meccaniche, ottenendo una grande varietà di componenti: sensori (accelerometri, giroscopi, pressione, etc . . .), attuatori (micromotori, testine di stampa ink-jet, etc. . .), interruttori ottici (micro-specchi), sistemi Lab-On-Chip per l'analisi di fluidi, del DNA e dispositivi per applicazioni a radiofrequenza (induttori, risonatori, interruttori, etc. . .)(vedi figura 1).

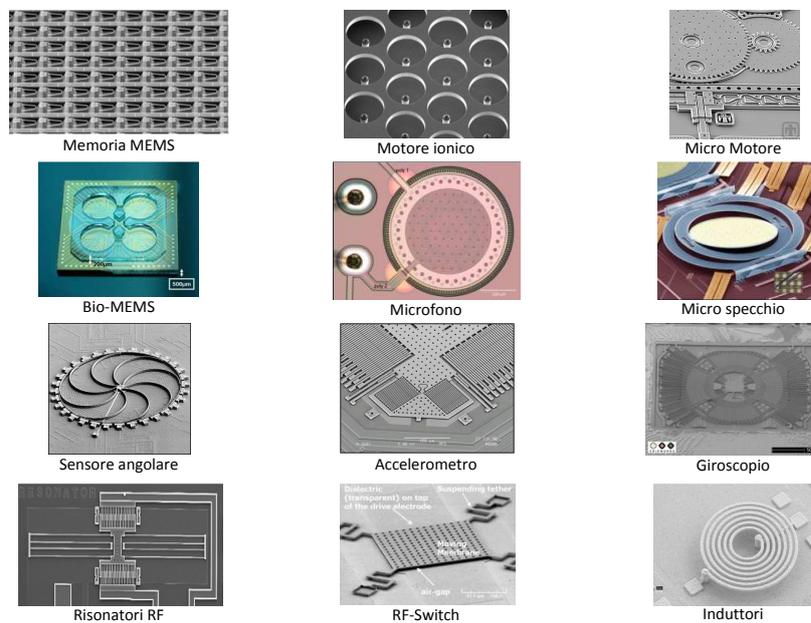


Figura 1: Esempi di dispositivi MEMS e RF-MEMS.

Questo tipo di dispositivi vengono spesso identificati con l'acronimo MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Systems) o simili al fine di identificarne la tipologia specifica. Nell'ultimo decennio hanno trovato spazio in un numero sempre maggiore di applicazioni, ma un vero proprio boom si sta avendo in questi ultimi anni. Grazie alle loro ottime performance, piccole dimensioni, bassissimo peso e un costo di fabbricazione relativamente basso i MEMS stanno conquistando i vari ambiti microelettronici con ottime prospettive di crescita. (vedi figura 2).

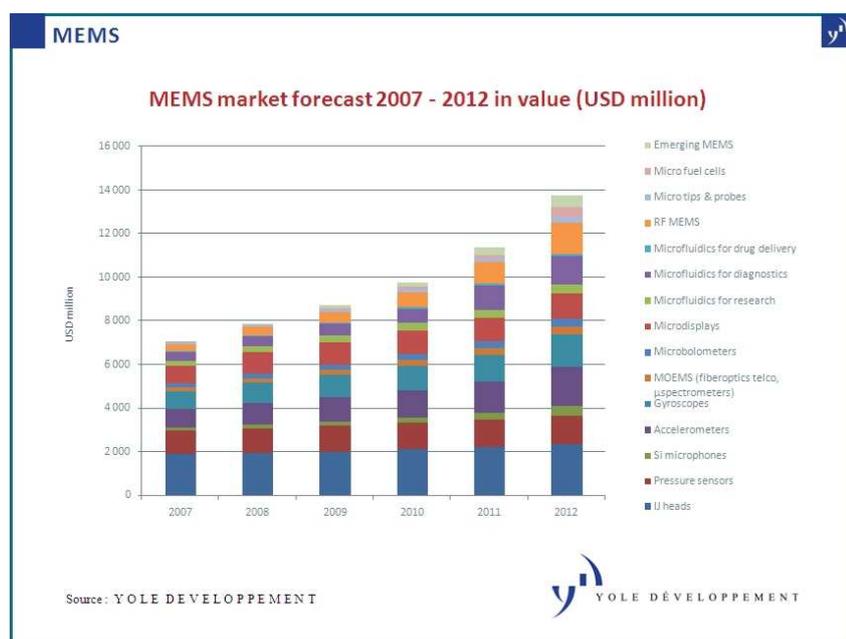


Figura 2: Stima del mercato MEMS 2007-2012.

Nonostante l'acronimo MEMS sia entrato nel linguaggio comune solamente dagli ultimi anni, il primo dispositivo MEMS venne realizzato presso i laboratori IBM (San Jose, CA, USA) all'incirca 30 anni fa. Il dispositivo realizzato è stato il primo interruttore micro-elettro-meccanico che implementava una struttura meccanica attuabile elettricamente sfruttando le tecniche di fabbricazione dei semiconduttori. (vedi figura 3). Questo primo dispositivo ha dimostrato la possibilità per i MEMS di creare una nuova famiglia di interruttori che combinava i vantaggi della fabbricazione dei semiconduttori con le migliori performance date dai tradizionali relè elettromeccanici. In particolare, si sono poste le basi per la realizzazione di interruttori MEMS di piccole dimensioni, con un bassissimo consumo di potenza, bassissime perdite RF, e a basso costo ed alta affidabilità,

se prodotti su larga scala.

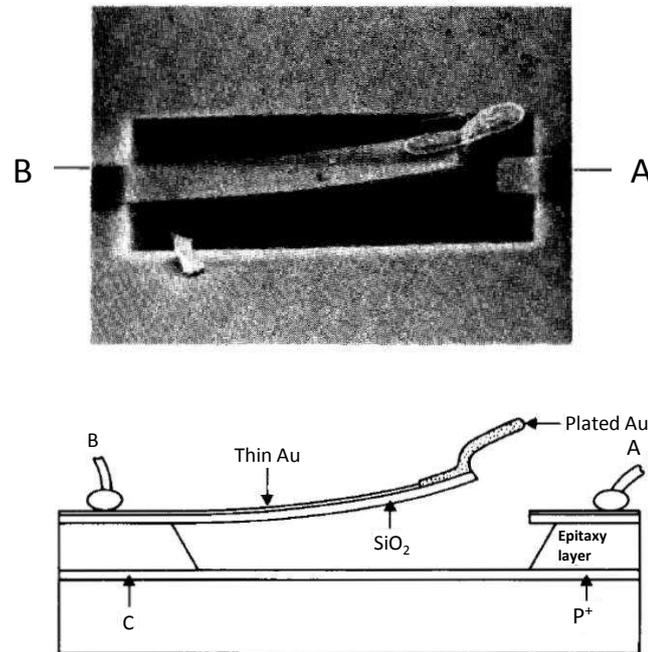


Figura 3: Fotografia al microscopio ottico del primo interruttore micro-elettromeccanico realizzato e sua sezione schematica.

I dispositivi a radiofrequenza (RF-MEMS) , al contrario di sensori ed attuatori, hanno faticato ad affermarsi nel mercato. Solo recentemente hanno ricevuto nuova attenzione, grazie alla loro abilità di implementare reti passive riconfigurabili per reti di comunicazioni mobili basate su standard differenti e diverse bande di frequenza. In particolare, l'attenzione si è posta sulla famiglia di dispositivi che include condensatori variabili, interruttori (sia ohmici che capacitivi) e con la loro combinazione matrici funzionanti nel regime delle microonde. Gli interruttori per RF presentano performance che superano i limiti dei migliori attuali dispositivi allo stato solido. È stato infatti già dimostrato che gli RF-MEMS presentano basse perdite, basso consumo di potenza, bassa distorsione ed un migliore isolamento nello stato di off se paragonati a diodi p-i-n od a transistor ad effetto di campo. Riportiamo di seguito i vantaggi degli interruttori MEMS rispetto ai diodi p-i-n o ai FET :

- consumo di potenza quasi nullo
- perdita di inserzione molto bassa (< 0.1 dB da 0.1 a 100 GHz)

- isolamento molto elevato (> 20 dB)
- prodotto di intermodulazione molto basso (30 dB migliore rispetto agli interruttori p-i-n o FET)
- costo di processo molto basso, specialmente se paragonato ai tradizionali dispositivi allo stato solido per radiofrequenza (SiGe, GaAs, InP, GaN, etc...)

Le principali aree di applicazione per gli interruttori RF-MEMS sono:

- sistemi Radar per applicazioni per la difesa (5-94 GHz)
- radar per autovetture (24, 60 e 77 GHz)
- sistemi di comunicazione via satellite (12-35 GHz)
- sistemi di comunicazione wireless (0.8-6 GHz)
- strumentazione (0.01-50 GHz)

Nonostante le ottime caratteristiche, gli interruttori RF-MEMS soffrono ancora di molti problemi affidabilistici che ne limitano attualmente sia la produzione a livello commerciale che l'utilizzo in applicazioni di nicchia (ad es. comunicazioni 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 dunque uno studio dedicato.

Lo scopo di questa tesi è lo studio dei meccanismi di degradazione degli switch sottoposti a stress impulsivi. Il fine è quello di trovare un modo per accelerare i fenomeni di microwelding per testare eventuali sistemi di restoring. I dispositivi usati sono RF-MEMS resistivi di tipo serie e shunt prodotti da FBK-IRST di Trento e disegnati dall'ARCES-DEIS di Bologna e dall'Università di Perugia.

Nel primo capitolo viene presentata una breve descrizione delle caratteristiche di un RF-MEMS e della loro modellizzazione matematica.

Il secondo capitolo viene riportata una panoramica sulle problematiche affidabilistiche degli switch RF-MEMS.

Nel terzo capitolo vengono introdotti e analizzati i vari setup di misura utilizzati. Nel quarto capitolo viene riportato un resoconto dei test effettuati mettendo in luce i risultati ottenuti.

Capitolo 1

Gli switch RF MEMS

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. 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.

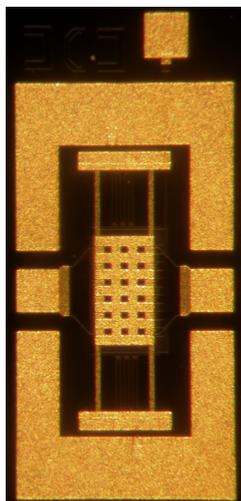


Figura 1.1: Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, travi dritte).

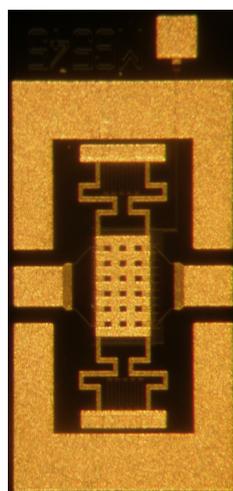


Figura 1.2: Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, a meandri).

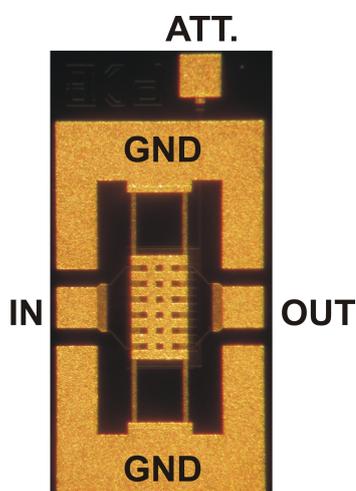


Figura 1.3: Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, travi dritte).

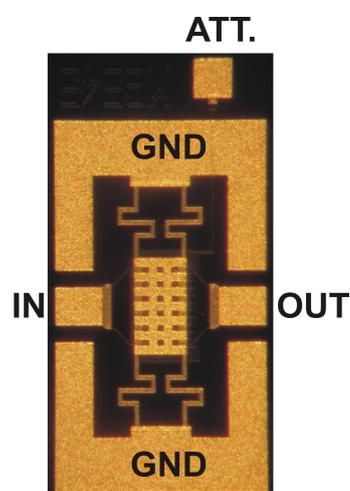


Figura 1.4: Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, a meandri).

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).

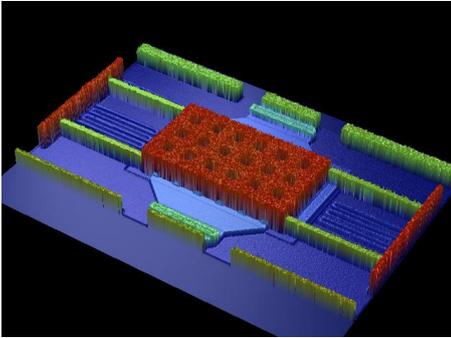


Figura 1.5: Immagine al profilometro di un RF-MEMS a travi dritte.

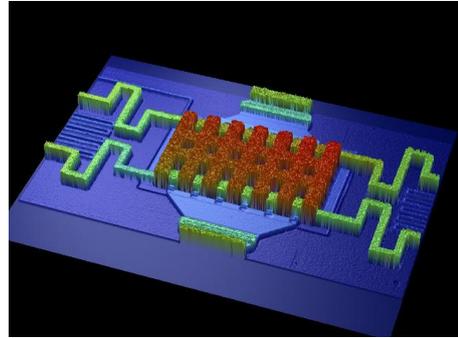


Figura 1.6: Immagine al profilometro di un RF-MEMS a meandri.

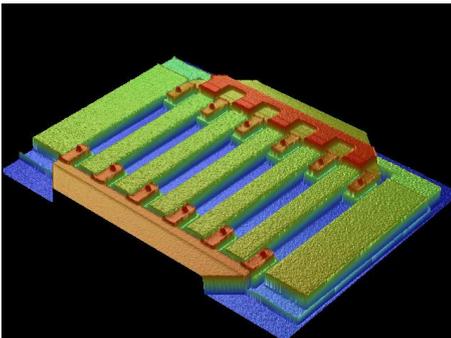


Figura 1.7: Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte.

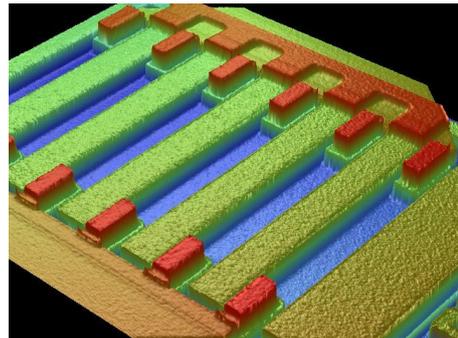


Figura 1.8: Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte.

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.

1.2 Modello meccanico dei dispositivi 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 .

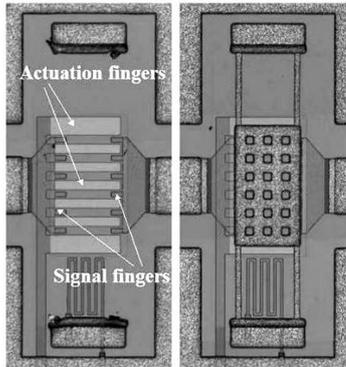


Figura 1.9: Switch resistivo visto dall'alto con e senza trave MEMS.

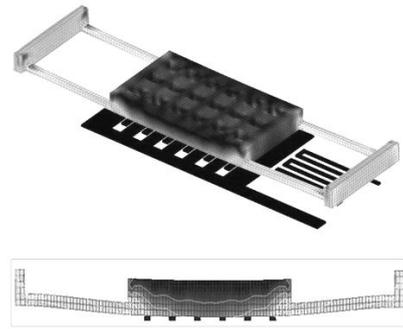


Figura 1.10: Ingrandimento della trave MEMS di uno switch RF MEMS. La figura in basso mostra la posizione che assume la trave a dispositivo attuato.

1.2.1 Costante di molla di una trave ancorata

Il primo passo nella costruzione di un modello fisico-matematico per la trave ancorata è quello di derivarne la costante di molla. Se il movimento della struttura è limitato a piccole deflessioni, come nella maggior parte dei casi, la caratteristica meccanica può essere modellata utilizzando una costante di molla lineare k (N/m). Quindi la deflessione Δg (m) di una trave ancorata o a sbalzo dovuta ad una forza F (N) sarà data da $F = k\Delta g$. A sua volta la costante di molla k può essere distinta in due parti:

- k' : dovuta alla rigidezza del ponte che modella le proprietà fisiche del materiale come il modulo di Young E (Pa) e il momento d'inerzia I (m^4).
- k'' : dovuta allo stress residuo biassiale σ (Pa), intrinseco alla trave che risulta dal processo di produzione.

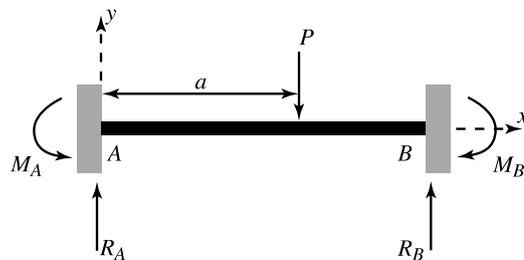


Figura 1.11: Trave ancorata con carico verticale concentrato P.

L'espressione per la costante di molla di una trave ancorata sottoposta ad una forza P (N) concentrata in un punto (figura 1.11) è data da:

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

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

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

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

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. Il momento d'inerzia per una trave a sezione rettangolare è dato da

$$I = \frac{wt^3}{12} \quad (1.2)$$

dove w è la profondità e t è lo spessore della sezione della trave.

Nelle applicazioni MEMS la forza sulla trave è tipicamente distribuita lungo tutta la sua lunghezza e quindi per ottenere la deflessione lungo l'asse y si deve valutare l'integrale

$$y = \frac{2}{EI} \int_{l/2}^l \frac{\xi}{48} (l^3 - 6l^2a + 9la^2 - 4a^3) da \quad (1.3)$$

dove ξ è la forza per unità di lunghezza, in modo che $P = \xi l$, e le espressioni per M_A e R_A sono state sostituite nell'equazione (1.1). Per scrivere tale integrale si è supposta la trave simmetrica e quindi si è integrato tra $l/2$ e l e moltiplicato il tutto per 2.

La costante di molla risulta quindi essere

$$k'_a = -\frac{P}{y} = -\frac{\xi l}{y} = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3. \quad (1.4)$$

La figura 1.12 mostra l'andamento di k'_a al variare di t/l per una trave d'oro ($E = 80$ GPa) nel caso di forza equidistribuita su tutta la trave e nel caso di forza concentrata solo intorno al centro. L'andamento è simile a quello di una trave di alluminio, con l'unica differenza che per l'alluminio il modulo di Young E vale 69 GPa. Le dimensioni tipiche per le travi variano da 200 a 500 μm di lunghezza e da 0.5 a 2 μm di spessore. Ad esempio, una trave d'oro lunga 300 μm , spessa 1 μm e larga 100 μm ha una costante di molla k pari a 9.5 N/m. La stessa trave

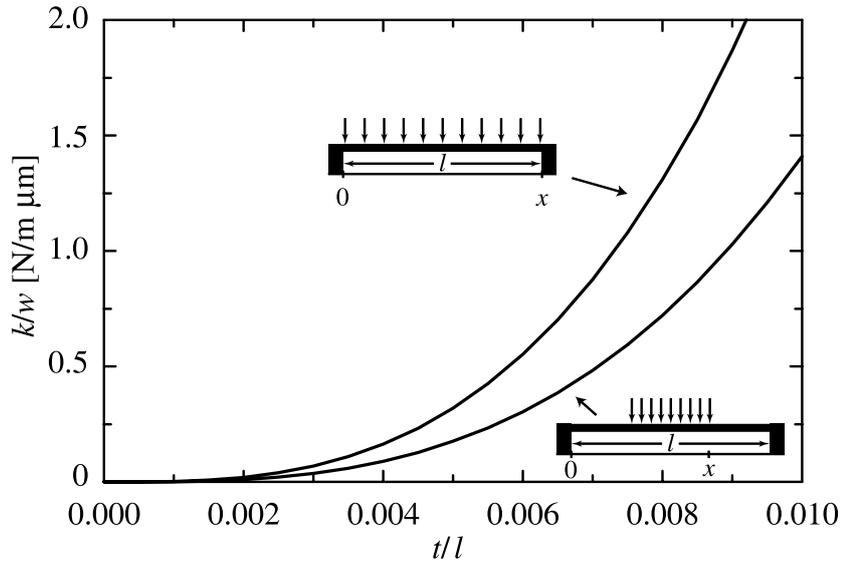


Figura 1.12: Andamento della costante di molla (normalizzata rispetto alla profondità della trave w) in funzione di t/l per una trave d'oro.

realizzata in alluminio ha invece una costante k pari a 8.2 N/m. Se lo spessore delle travi viene incrementato fino a 2 μm , le rispettive costanti k passano a 76 N/m e 65 N/m. La forza può anche essere distribuita solo attorno al centro della trave (figura 1.13).

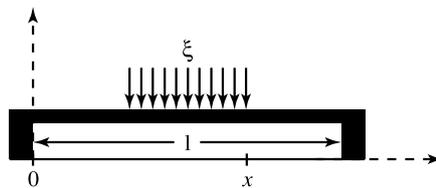


Figura 1.13: Trave ancorata con carico distribuito intorno al centro della trave.

In questo caso l'integrale dovrebbe essere valutato da $l/2$ a x . L'espressione generale per questa costante di molla sarà:

$$k'_c = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8(x/l)^3 - 20(x/l)^2 + 14(x/l) - 1}. \quad (1.5)$$

Come si può vedere in figura 1.12, concentrare la forza verso il centro piuttosto che distribuirla su tutta la trave comporta una sensibile riduzione della costante di molla. L'ultima configurazione si ha quando la forza è distribuita agli estremi della trave piuttosto che al centro (figura 1.14).

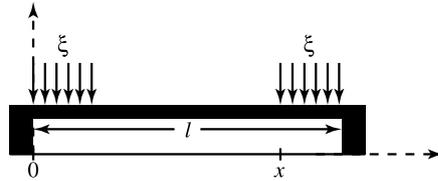


Figura 1.14: Trave ancorata con carico solo alle estremità.

In questo caso l'integrale andrà valutato tra x e l , portando a:

$$k'_e = 4Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3 \frac{1}{(x/l)(1 - (x/l))^2}. \quad (1.6)$$

La figura 1.15 mostra l'andamento della costante k al variare di x/l e della distribuzione della forza. Come atteso si vede che concentrare il carico sulle estremità ancorate della trave comporta un notevole aumento della costante di molla.

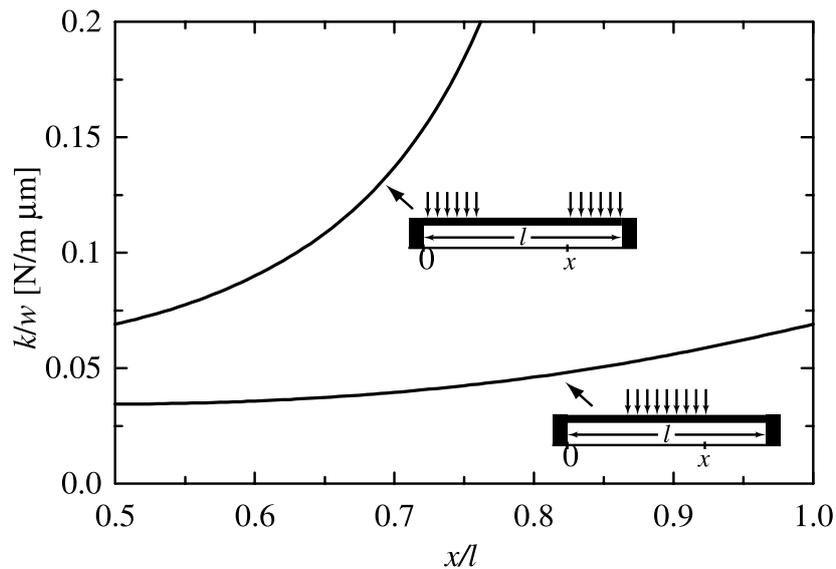


Figura 1.15: Andamento della costante di molla in funzione di x/l per carico distribuito al centro e carico distribuito alle estremità.

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 1.16). Va

però detto che un tale modello può essere applicato solo nel caso di stress da tensione. Lo stress biassiale residuo risulta in una forza

$$S = \sigma(1 - \nu)tw \quad (1.7)$$

che spinge ad entrambe le estremità della trave e dove ν è il coefficiente di Poisson. Quando viene applicata una forza verticale P , la trave si deflette di una

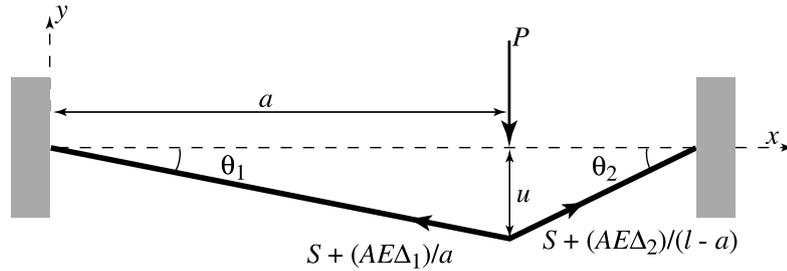


Figura 1.16: Trave modellata come un cavo teso con un carico P concentrato.

quantità u nel punto in cui la forza è stata applicata. Questa deflessione stira la trave aumentandone lo stress e le forze tiranti alle estremità della trave crescono diventando

$$S + \frac{AE\Delta_1}{a} \quad \text{e} \quad S + \frac{AE\Delta_2}{l-a} \quad (1.8)$$

dove Δ_1 e Δ_2 sono le lunghezze di cui è stata allungata la trave ai lati dalla forza premente P , e sono rispettivamente dati da:

$$\Delta_1 = \sqrt{a^2 + u^2} - a \quad (1.9)$$

$$\Delta_2 = \sqrt{(l-a)^2 + u^2} - (l-a) \quad (1.10)$$

Uguagliando la forza applicata P alle forze della trave lungo la direzione verticale ed assumendo piccole deflessioni, si può trovare la seguente espressione per l'allungamento u :

$$u = \frac{Pa(l-a)}{Sl} \quad (1.11)$$

nella quale la forza addizionale dovuta a Δ_1 e Δ_2 è stata trascurata. Da questa equazione, ponendo $x = l/2$, si trova che la deflessione al centro della trave risulta essere:

$$y = -\frac{P}{2S}(l-a). \quad (1.12)$$

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

$$y = -2 \int_{\frac{l}{2}}^l \frac{\xi}{2S} (l - a) da \quad (1.13)$$

dove si è sfruttata la simmetria per gli estremi di integrazione. Da ciò ne risulta una costante di molla pari a

$$k_a'' = -\frac{\xi l}{y} = \frac{8S}{l} = 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right). \quad (1.14)$$

Per i casi in cui la forza sia distribuita solo attorno al centro della trave o solo intorno ai suoi estremi, la costante di molla sarà:

$$k_c'' = 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{3 - 2(x/l)} \quad (1.15)$$

$$k_e'' = 4\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{1 - (x/l)}. \quad (1.16)$$

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:

$$k_a = k_a' + k_a'' = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 + 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right). \quad (1.17)$$

Per una trave sopra una linea CPW con la larghezza del centro del conduttore che è un terzo della lunghezza totale della trave, la costante di molla totale è data dalla somma delle costanti date dalle equazioni 1.5 e 1.15 con $x = 2(l/3)$, e risulta

$$k = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \left(\frac{27}{49}\right) + 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \left(\frac{3}{5}\right). \quad (1.18)$$

La figura 1.17 mostra la costante di molla totale 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 $t = 0.5\text{-}1.5 \mu\text{m}$ la costante di molla è dominata dalla componente di stress residuo biassiale, per $\sigma > 10\text{-}20 \text{ MPa}$.

1.2.3 Effetto dei buchi nella trave

In molti switch e varactors MEMS vengono creati, durante il processo di produzione, dei micro buchi ($3\text{-}8 \mu\text{m}$ di diametro) sulla trave semovente al fine di

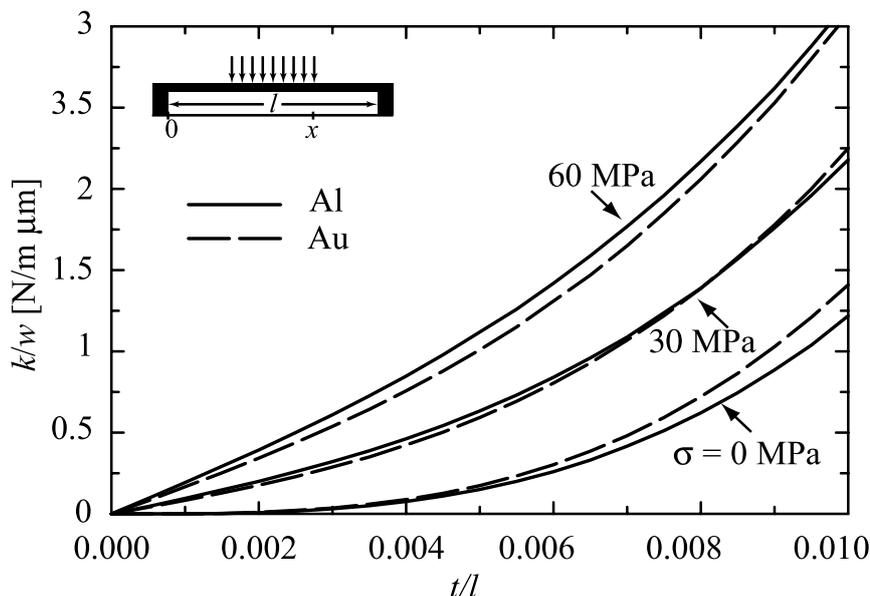


Figura 1.17: Costante di molla (normalizzata rispetto a w) di una trave in oro e in alluminio in funzione dello stress residuo nella trave.

ridurre lo smorzamento dovuto alla compressione degli strati d'aria sottostanti alla trave ed aumentare così la velocità di switching. Il pattern di perforazione è caratterizzato dall'efficienza di legame, $\mu = l/(pitch)$, definito come il rapporto della lunghezza tra i bordi di due fori consecutivi (l) e la distanza fra i centri dei due fori stessi ($pitch$) (figura ??). L'area coperta da tali buchi può essere fino

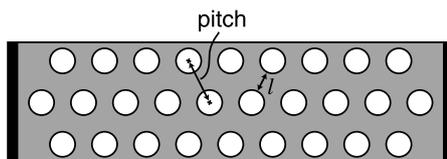


Figura 1.18: Esempio di fori in una trave.

al 60% dell'area totale della struttura. La presenza dei buchi ha anche l'effetto di ridurre parte dello stress biassiale residuo insieme al modulo di Young della struttura MEMS. La riduzione dello stress residuo è approssimativamente pari a $\sigma = (1 - \mu)\sigma_0$, dove σ_0 è lo stress residuo senza buchi. Il modulo di Young si riduce di un 25% per $\mu = 0.625$. Inoltre i buchi hanno l'effetto di ridurre la massa della struttura, che a sua volta porta ad un più alta frequenza di risonanza. 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 generate dalle capacità delle 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.

1.2.4 Costante di molla per travi Low-K

Esistono molte variazioni delle travi di supporto di una struttura MEMS che permettono di ridurre la costante di molla. In figura 1.19 sono riportati alcuni esempi significativi.

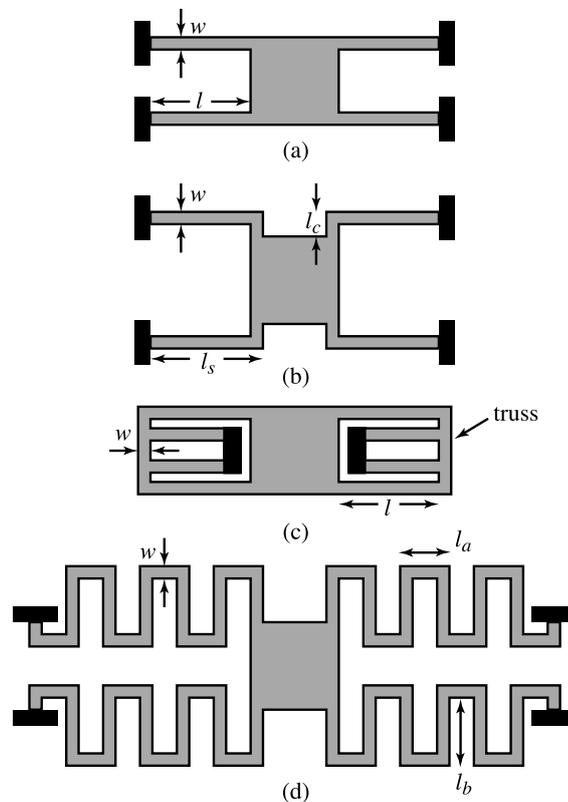


Figura 1.19: Tipi di supporto usati per ridurre la costante di molla. (a) Struttura ancorata. (b) Struttura crab-leg. (c) Struttura ripiegata. (d) Struttura a serpentina (o meandri).

Di seguito sono riportate le relative formule per ricavare la costante k , senza però tenere in conto lo stress residuo. Per calcolare lo stress residuo di tali strutture si può ricorrere al metodo precedentemente esposto o utilizzare software

commerciali per un miglior risultato.

$$(a) \quad k = 4Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3 \quad (1.19)$$

$$(b) \quad k = \frac{4Ew \left(\frac{t}{l_c} \right)^3}{1 + \frac{l_s}{l_c} \left[\left(\frac{l_s}{l_c} \right)^2 + 12 \frac{1+\nu}{1+(w/t)^2} \right]} \approx 4Ew \left(\frac{t}{l_s} \right)^3 \quad \text{per } l_s \gg l_c \quad (1.20)$$

$$(c) \quad k \approx 2Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3 \quad \text{per travi molto dure} \quad (1.21)$$

$$(d) \quad k \approx \frac{48GJ}{l_a^2 \left(\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b \right) n^3} \quad \text{per } n \gg \frac{3l_b}{\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b} \quad (1.22)$$

1.2.5 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 ??).

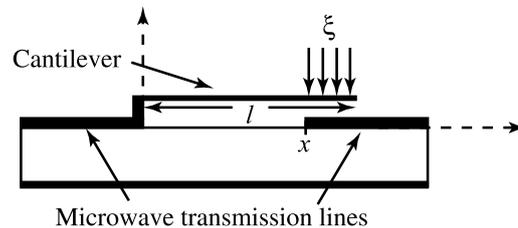


Figura 1.20: Esempio di trave a sbalzo usata come switch serie in-line.

Un'altra implementazione è mostrata in figura ?? 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 che si traduce in un basso valore di capacità quando lo switch non è attuato.

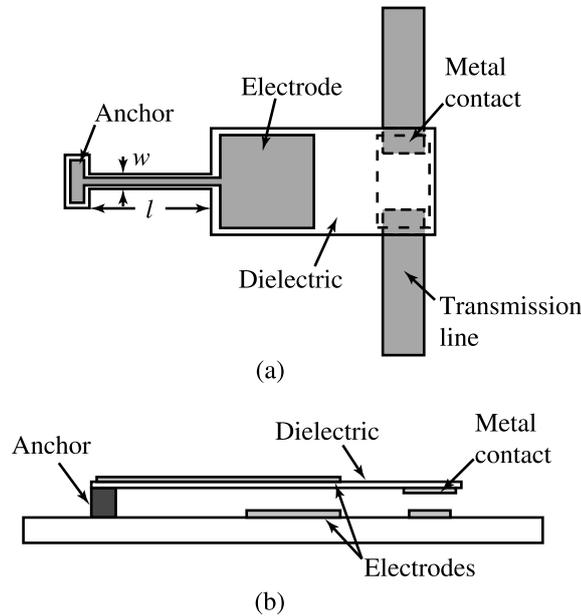


Figura 1.21: Vista dall'alto (a) e laterale (b) di una trave a sbalzo con elettrodo di pull-down e contatto metallico separati dalla trave in dielettrico.

La costante k per la trave a sbalzo viene derivata nello stesso modo di quella della trave ancorata e, per una forza uniformemente distribuita, vale:

$$k_a = \frac{2Ew}{3} \left(\frac{t}{l} \right)^3 \quad (1.23)$$

mentre per una forza distribuita da x a l come in figura ??, vale

$$k_c = 2Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3 \frac{1 - (x/l)}{3 - 4(x/l)^3 + (x/l)^4}. \quad (1.24)$$

In molti casi la trave è costruita utilizzando uno strato sottile di nitruro di silicio o di biossido di silicio (SiO_2), con modulo di Young di circa 210 GPa e 70 GPa rispettivamente. La figura 1.22 presenta l'andamento della costante di molla per una trave d'oro e una di nitruro di silicio, calcolata usando le equazione 1.24. Comparando tali valori di k con quelli della trave ancorata si nota immediatamente come le travi 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.

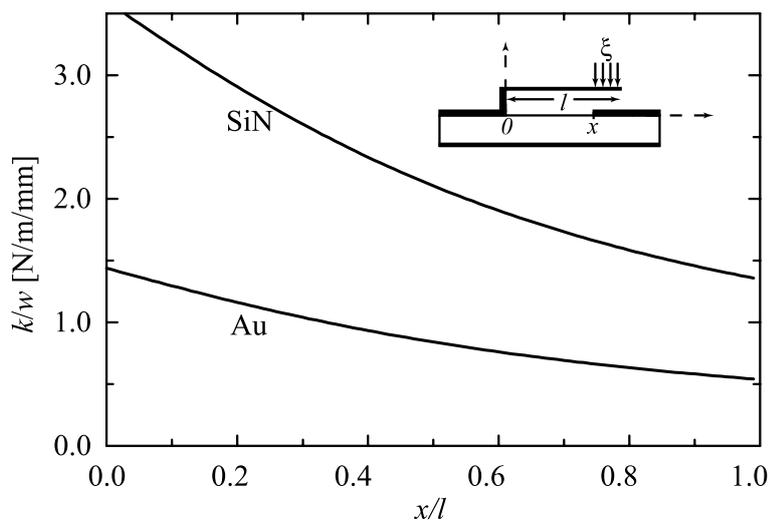


Figura 1.22: Andamento della costante di molla per una trave a sbalzo in oro e in nitruro di silicio.

1.2.6 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 ??). 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, è un buon metodo per capire come funziona la struttura.

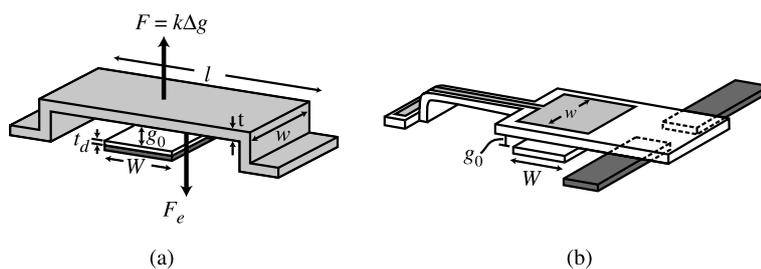


Figura 1.23: Forze agenti su una trave MEMS in fase di attuazione.

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:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g} = \frac{\epsilon_0 W w}{g} \quad (1.25)$$

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:

$$F_e = \frac{1}{2}V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} \quad (1.26)$$

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:

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (1.27)$$

dove g_0 è l'altezza del ponte a dispositivo non attuato. Risolvendo l'equazione secondo il voltaggio si ottiene:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 W w} g^2 (g_0 - g)}. \quad (1.28)$$

Il grafico dell'altezza della trave in funzione del voltaggio applicato mostra due possibili posizioni della trave per ogni tensione di attuazione (figura 1.24). Possiamo vedere come all'aumentare della tensione di attuazione il gap d'aria diminuisca progressivamente fino ad arrivare al punto di instabilità (circa 30 V). Oltrepassata questa soglia il ponte scatta in posizione bassa e la simulazione perde di significato (parte tratteggiata del grafico). Ciò è dovuto al fatto che la trave diventa instabile a $(2/3)g_0$ a causa del feedback positivo generato dalla forza elettrostatica. Questa instabilità può essere compresa considerando la forza elettrostatica in termini di campo elettrico applicato alla trave:

$$F_e = \frac{QE}{2} \quad (1.29)$$

dove Q è la carica sulla trave e $E = V/g$ è il campo elettrico dovuto alla tensione applicata. Quando la tensione viene aumentata, la forza elettrostatica cresce a causa dell'aumento di carica sulla trave. Contemporaneamente l'altezza della trave si riduce per via della forza attrattiva, aumentando così la capacità della struttura, la carica sulla trave e il campo elettrico. A $(2/3)g_0$ l'incremento della forza elettrostatica supera l'incremento della forza di richiamo della trave provocando:

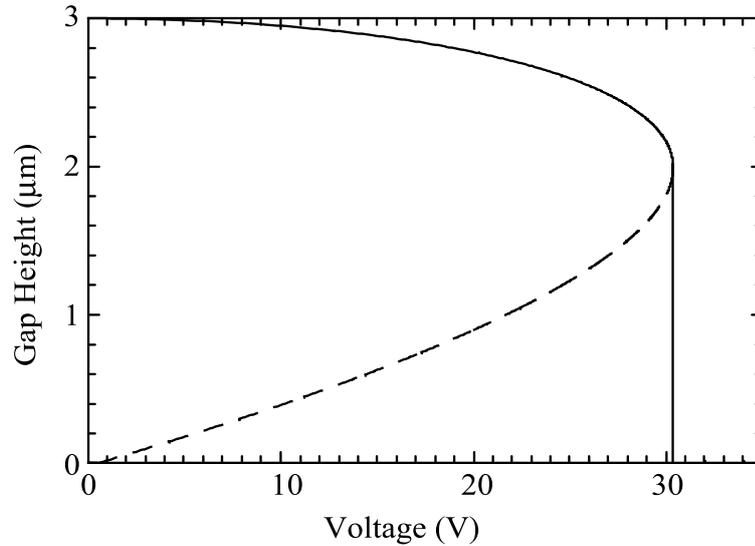


Figura 1.24: Il grafico mostra l'altezza della trave in funzione della tensione applicata.

- (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. Facendo la derivata dell'equazione 1.28 rispetto all'altezza della trave ed uguagliandola a zero, si trova che l'altezza alla quale si ha instabilità è a $2/3$ dell'altezza della trave in condizioni non attuate (g_0). Sostituendo questo valore all'interno della stessa equazione abbiamo che la tensione di pull-down risulta essere:

$$V_p = V(2g_0/3) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 W w} g_0^3}. \quad (1.30)$$

Si noti che, sebbene V_p sembri dipendere dalla larghezza della trave w , ciò non è vero finché la costante k varia linearmente (vedi equazione 1.18). La figura 1.25 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 precedenti equazioni. Un andamento simile si ottiene per una trave in alluminio, per via delle costanti k molto simili. La figura 1.26 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.

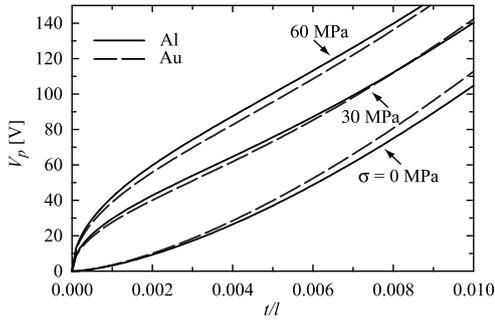


Figura 1.25: Andamento della tensione di pull-down per una trave in oro.

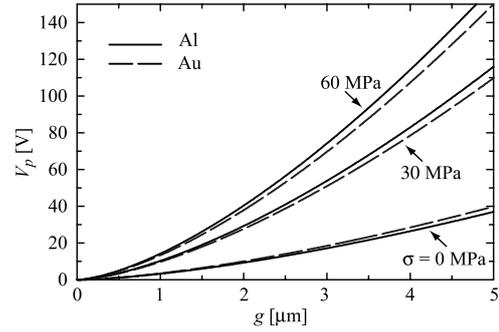


Figura 1.26: Andamento della tensione di pull-down in funzione dell'altezza iniziale della trave.

1.3 Modello elettromagnetico degli switch RF

È opportuno ora presentare i modelli a parametri concentrati che descrivono il comportamento circuitale degli switch RF. Infatti, pur essendo strutture “meccaniche”, gli switch sono attraversati dal segnale RF e quindi è necessario tenere conto della resistenza, della capacità e dell’induttanza presenti in tali strutture, soprattutto per capire quali problemi queste possano generare (ad esempio la distorsione del segnale stesso) o come sia possibile migliorare le prestazioni degli switch (ad esempio migliorarne il rapporto di capacità tra *up-state* e *down-state position*).

1.3.1 Modello circuitale degli switch shunt

Lo switch MEMS shunt viene modellato tramite due corte sezioni di t-line con in mezzo un modello a parametri concentrati (**CLR**) con capacità variabile per il ponte (figura 1.27). Le linee di trasmissione sono lunghe $(w/2)+l$, dove $l = 20 \mu m$ è la distanza dal piano di riferimento al margine del ponte MEMS. Valori tipici per mm-wave switch sono capacità di 35 fF-2.8 pF, induttanze di 6-12 pH, e resistenze serie di 0.2-0.3 Ω . L’impedenza di una switch shunt è quindi data da:

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (1.31)$$

con $C = C_u$ o C_d a seconda della posizione del ponte. La **frequenza di risonanza LC** dell’interruttore è data da:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.32)$$

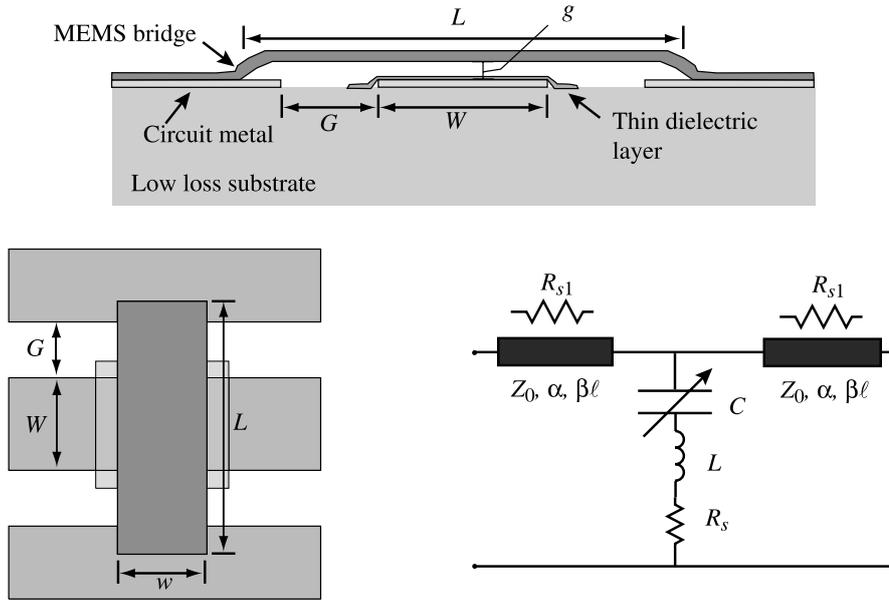


Figura 1.27: Struttura tipica di uno switch shunt MEMS: vista dall'alto, in sezione e modello circuitale equivalente.

e quindi l'impedenza del ponte può essere approssimata come segue:

$$Z_s = \begin{cases} 1/(j\omega C), & \text{per } f \ll f_0 \\ R_s, & \text{per } f = f_0 \\ j\omega L, & \text{per } f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.33)$$

Il modello **CLR** funziona dunque come un condensatore sotto la frequenza di risonanza e come un induttore al di sopra di tale frequenza. Alla frequenza f_0 il ponte MEMS si riduce ad una resistenza. Per uno switch con $C_u = 35$ fF e $C_d = 2.8$ pF e $L = 7$ pH, la frequenza di risonanza vale 322 GHz per lo switch non attuato e 36 GHz quando lo switch è invece attuato. Da ciò si vede che la componente induttiva del ponte è completamente trascurabile quando lo switch non è attuato per frequenze inferiori ai 100 GHz e quindi modellare lo switch come un condensatore è senz'altro un buon modo di procedere.

La **frequenza di cut-off** è definita come la frequenza alla quale il rapporto fra l'impedenza di *up-state* e quella di *down-state* degrada a 1, e vale:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_u R_s}. \quad (1.34)$$

Per uno switch con $C_u = 35$ fF e $R_s = 0.15$ Ω tale frequenza vale 30 THz. Tuttavia va detto che sebbene tale modello sia discretamente accurato, non tiene

conto della componente induttiva che si presenta quando il ponte è attuato, componente induttiva che ha l'effetto di limitare notevolmente la frequenza di cut-off. Un valore più realistico da utilizzare per descrivere il limite superiore di funzionamento della struttura MEMS può essere $f_c = 2f_0$, poiché a tale frequenza il dispositivo mantiene ancora un discreto isolamento.

Perdite negli switch RF shunt (Insertion Loss)

La perdita di potenza di uno switch RF shunt normalmente viene calcolata come $|S_{21}|^2$. Tuttavia il decremento di S_{21} non indica necessariamente una perdita di potenza nello switch, poichè può essere dovuto semplicemente ad un aumento della potenza riflessa dallo switch ($|S_{11}|^2$). Per avere quindi una stima più accurata delle perdite di inserzione è meglio usare

$$Loss = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (1.35)$$

o in decibel

$$Loss \text{ (dB)} = 10 \log(1 - Loss) \quad (1.36)$$

che è un numero negativo, anche se alle volte viene valutato come uno positivo. Le perdite di uno switch shunt MEMS sono composte da due parti:

- le perdite dovute alla t-line sotto il ponte e al piano di riferimento
- le perdite del ponte vero e proprio.

La **potenza persa nel ponte** vale:

$$P_{Loss} = I_s^2 R_s \quad (1.37)$$

dove I_s è la corrente nel ponte.

Le **perdite totali**, che sono date dal rapporto fra le perdite del ponte e la potenza incidente sullo switch, valgono dunque:

$$Loss = \frac{I_s^2 R_s}{|V^+|^2 / Z_0} \quad (1.38)$$

$$Loss = \left| \frac{2Z_s \| Z_0}{Z_s \| Z_0 + Z_0} \right|^2 \frac{1}{|Z_s|^2} R_s Z_0$$

dove Z_s è data dall'equazione 1.31. In posizione *up-state* e per $S_{11} < -13$ dB si ha $Z_s \gg Z_0$ e le perdite del ponte diventano:

$$Loss = \omega^2 C_u^2 R_s Z_0 \quad (1.39)$$

invece a dispositivo attuato e per $S_{21} \ll -10$ dB, si ha $Z_s \ll Z_0$ e le perdite del ponte diventano:

$$Loss = \frac{4R_s}{Z_0} \quad (1.40)$$

quindi, a dispositivo non attuato e per piccole perdite, le perdite totali risultano essere:

$$Loss = \omega^2 C_u^2 R_s Z_0 + e^{-\alpha l/2} \quad (1.41)$$

dove l è la distanza del piano di riferimento che è definita a $20 \mu\text{m}$ dal margine del ponte MEMS. In posizione attuata invece, le perdite di inserzione possono essere approssimate da

$$Loss = \frac{4R_s}{Z_0} + e^{-\alpha l/2} \quad (1.42)$$

finché la corrente si considera riflessa al primo margine del ponte. Le perdite di uno switch con $C_u = 35$ fF, $C_d = 2.8$ pF, $L = 7$ pH e $R_s = 0.25 \Omega$ sono mostrate in figura ?? e 1.29.

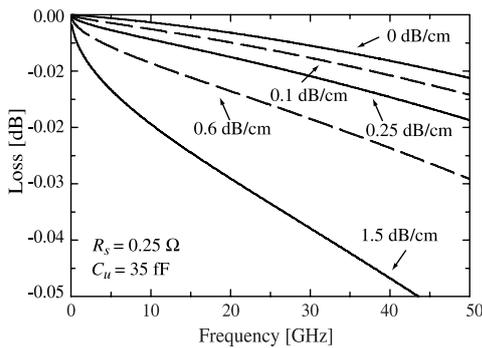


Figura 1.28: Simulazione delle perdite per switch non attuato per vari valori delle perdite della t-line.

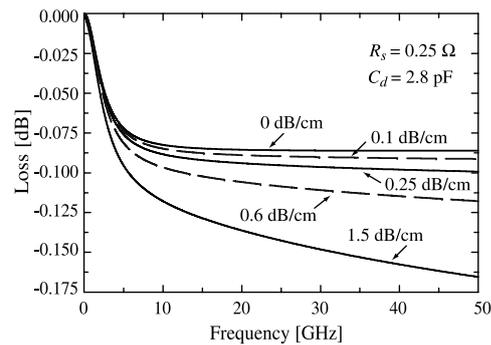


Figura 1.29: Simulazione delle perdite nel caso di switch attuato per vari valori delle perdite della t-line.

Le curve sono state tracciate per uno switch con ponte spesso $80 \mu\text{m}$. Nel disegnare le curve si è supposto che le perdite della linea di trasmissione varino come \sqrt{f} con la frequenza, che è un valore tipico per microstrisce di oro e alluminio e per CPW t-line su substrati di quarzo e silicio. Dalle figure si vede che in posizione *up-state* sono le perdite della t-line a dominare; tuttavia va tenuto presente che le perdite misurate dipendono dalla grandezza del ponte MEMS e dalla distanza del piano di riferimento. In realtà è piuttosto difficile, in posizione *up-state*, misurare perdite di 0.02-0.06 dB da 1 a 40 GHz: ciò che normalmente si fa è di misurare le perdite di più dispositivi in serie e in seguito dividere per

il numero dei dispositivi misurati. Le perdite in posizione *down-state* sono necessarie se si usano *phase-shifter* di tipo a riflessione o modulatori: in entrambi i casi domina la resistenza R_s (da 0.25Ω in questo caso) e le perdite si aggirano intorno a -0.1 dB, a tutte le frequenze di interesse.

1.3.2 Modello circuitale degli switch serie

In figura 1.30 vengono mostrati alcuni tipi di switch tipo serie. La geometria dello switch serie segue le stesse definizioni usate per lo switch shunt. Quando lo switch non è attuato si crea un gap nella t-line di $40\text{-}100 \mu\text{m}$, cosa che comporta un alto isolamento. Quando lo switch invece viene attuato (*down-state*), il ponte si abbassa e crea un corto circuito fra i due tronchi di linea di trasmissione. Prima di passare a descrivere il dispositivo con i parametri concentrati è opportuno calcolare le varie capacità (di *up-state* e di *down-state*) del dispositivo.

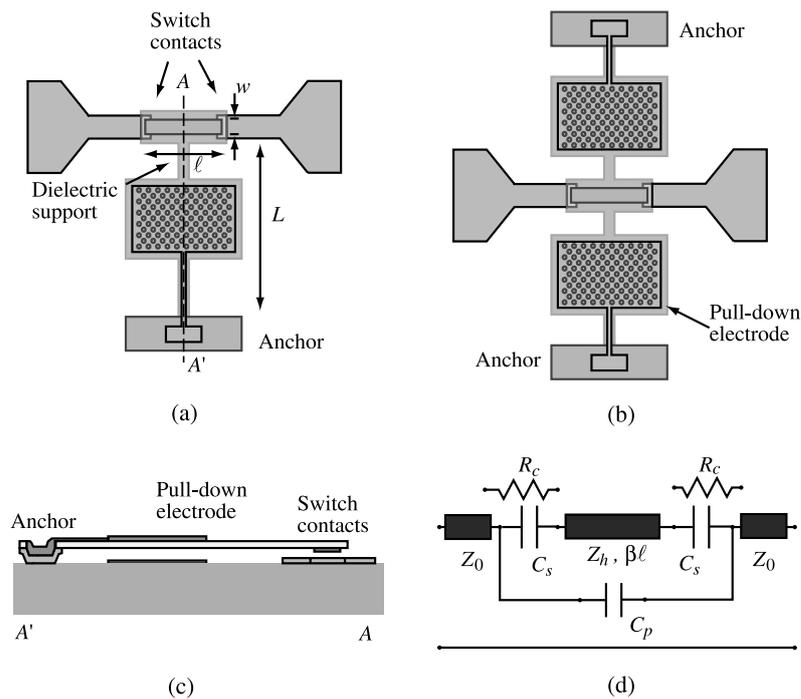


Figura 1.30: (a,b) Switch serie con due aree di contatto. (c) Visione laterale. (d) Modello circuitale equivalente.

La **capacità del dispositivo non attuato** (C_u) è formata da due componenti: la capacità serie fra la t-line e il ponte MEMS (C_s) e le capacità parassite fra le estremità aperte della t-line (C_p). La capacità totale per uno switch serie non

attuato è quindi data da

$$C_u = \frac{C_s}{2} + C_p \quad (1.43)$$

per un dispositivo con due aree di contatto e da

$$C_u = C_s + C_p \quad (1.44)$$

per un dispositivo con una singola area di contatto. Il calcolo del valore effettivo delle capacità, che si può ottenere con software di simulazione specifico, dimostra che in generale la capacità di up-state varia da 2 a 6 fF. Per quanto riguarda la capacità a dispositivo attuato, va detto che essa è praticamente la stessa della t-line: infatti nei dispositivi serie il ponte, abbassandosi, contatta direttamente le estremità della t-line e diventa così egli stesso una t-line. Più importante è invece la resistenza che si crea quando il dispositivo viene attuato: infatti, oltre alla resistenza tipica della t-line, è presente anche una resistenza di contatto DC, che dipende dall'area del contatto, dalla forza applicata, e dalla qualità del contatto metallo-metallo. Tipicamente tale resistenza ha un valore che oscilla fra 0.5-1 Ω per area di contatto (figura 1.31).

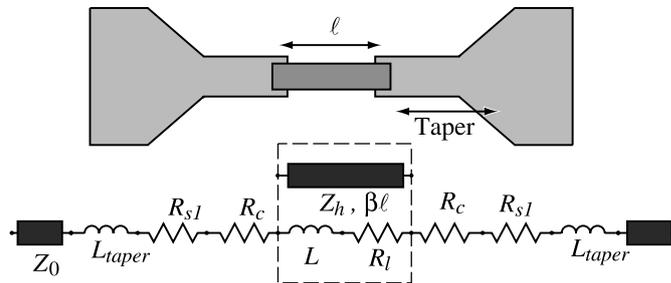


Figura 1.31: Circuito equivalente per gli switch serie durante l'attuazione.

Per calcolare la resistenza di contatto di uno switch attuato di solito si misurano le perdite dello switch e le si confrontano con quelle di una t-line di uguale lunghezza, determinando così la resistenza equivalente.

Per descrivere elettricamente le proprietà di uno switch RF serie a doppio contatto (cioè uno switch che quando non è attuato è staccato da entrambe le estremità dalla t-line) in posizione *up-state*, si utilizza il modello in figura 1.30 che tiene conto del tratto ad alta impedenza fra la t-line e i due condensatori. In posizione *up-state*, la breve sezione ad alta impedenza non può essere modellata come una piccola induttanza poiché è connessa a due condensatori entrambi ad alta reattanza. L'unico modo per calcolare la risposta dello switch è calcolarne

l'impedenza d'ingresso usando la teoria delle t-line. Trascurando C_p , l'impedenza d'ingresso risulta essere:

$$Z_{in} = Z_c + Z_h \frac{(Z_0 + Z_c) + jZ_h \tan(\beta l)}{Z_h + j(Z_0 + Z_c) \tan(\beta l)} \quad (1.45)$$

dove Z_c è l'impedenza serie del condensatore ($Z_c = 1/(j\omega C_s)$).

La potenza trasmessa alla porta d'uscita (o isolamento) si può calcolare come:

$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 \quad (1.46)$$

$$|S_{21}|^2 \approx 4\omega^2 Z_0^2 \frac{(C_s/2)^2}{\left(1 + \frac{l}{2Z_h C_s v_p}\right)^2} \quad \text{per } \beta l \leq 0.1 \quad (1.47)$$

dove v_p è la velocità di fase dell'onda nel tratto di linea ad alta impedenza, e vale:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (1.48)$$

In realtà, il tratto ad alta impedenza aumenta l'isolamento dello switch serie e questo fa sì che la capacità di up-state, C'_u , vista effettivamente sia:

$$|S_{21}|^2 = 4\omega^2 C_u'^2 Z_0^2 \quad (1.49)$$

$$C'_u = \frac{(C_s/2)}{\left(1 + \frac{l}{2Z_h C_s v_p}\right)} \quad (1.50)$$

Si noti che C'_u è più piccola di C_s per ogni valore di C_s . Per $C_s = 4$ fF, $l = 60$ m, $Z_h = 75 \Omega$ e $\varepsilon_{eff} = 5$, la capacità effettiva C'_u risulta valere $0.57(C_s/2)$ e comporta un miglioramento dell'isolamento dello switch di 4.9 dB rispetto al valore che si otterrebbe considerando semplicemente $C_u = C_s/2$. Va però detto che il miglioramento non è così forte se si considerano anche le capacità parassite in sede di calcolo (1.6 dB invece di 4.9 dB per $C_p = 3$ fF). La capacità effettiva C'_u può essere determinata in modo più accurato usando simulatori di linee di trasmissione insieme all'equazione 1.49.

Per calcolare la resistenza dello switch serie in posizione *down-state* (dispositivo attuato) si deve considerare l'impedenza serie del contatto DC dello switch, che risulta essere pari a:

$$Z_s = R_s + j\omega L \quad (1.51)$$

e per $Z_s = R_s$ ($\omega L \ll R_s$) si ha:

$$|S_{11}|^2 = \left(\frac{R_s}{2Z_0}\right)^2 \quad (1.52)$$

dove L è l'induttanza dello switch in posizione attuata. Tuttavia è meglio ricavare R_s direttamente dal coefficiente di riflessione misurato alle basse frequenze.

Perdite negli switch RF serie (Insertion Loss)

Le perdite di inserzione di uno switch RF MEMS serie possono essere calcolate usando la stessa formula degli switch shunt, $Loss = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$. La potenza dissipata nello switch vale $P_{Loss} = I_s^2 R_s$, dove I_s è la corrente che scorre nello switch quando è attuato e R_s è la resistenza serie del ponte, calcolata nel precedente paragrafo. Le perdite intrinseche del ponte MEMS (trascurando le perdite della t-line) risultano essere:

$$Loss = \frac{4R_s Z_0}{|Z_s + 2Z_0|^2}; \quad (1.53)$$

Quando lo switch è attuato, $Z_s = R_s + j\omega L$, e le perdite diventano:

$$Loss = \frac{R_s}{Z_0} \quad \text{per } \omega L \ll Z_0 \quad (1.54)$$

dove R_s è la resistenza totale dello switch. Per un contatto totale e una resistenza di 1-3 Ω , le perdite sono quantificabili in -0.1, -0.3 dB e sono pressoché indipendenti dalla frequenza.

Capitolo 2

Affidabilità degli switch RF-MEMS

2.1 Introduzione

Per meglio comprendere i problemi di affidabilità dei dispositivi RF-MEMS può essere utile dividere i vari dispositivi in tre classi, a seconda della possibilità di movimento o meno, e alla presenza o meno di un contatto meccanico, come mostrato in tabella 2.1.

CLASSE	STRUTTURA MOBILE	CONTATTO	ESEMPI
1°	NO	NO	Induttori sospesi ad alto Q: spirali, bobine; membrane RF a basse perdite; post-processing di rimozione di substrati per RF-CMOS
2°	SI	NO	Risonatori microelettromeccanici ad altissimo Q; interruttori capacitivi; condensatori variabili continuamente
3°	SI	SI	Interruttori RF-MEMS ohmici con contatto metallo-metallo e loro composizioni: SPDT, matrici

Tabella 2.1: Suddivisione dei dispositivi RF-MEMS a seconda del movimento e della presenza di contatto.

Classe 1°. Questa classe comprende i dispositivi passivi realizzati tridimensionalmente tipicamente per ottenere basse perdite. I dispositivi non presentano un movimento durante il loro funzionamento, anche se deformazioni dalla posizione

nominale possono essere presenti a causa di non idealità di processo. La stabilità e l'affidabilità a lungo termine di questa classe di dispositivi non differisce sostanzialmente da quella di dispositivi passivi tradizionali. Fenomeni di elettromigrazione e bruciature sono tipici per le linee di metallizzazione. Alcuni problemi di stabilità strutturale possono inficiare layer molto sottili di dielettrico (spesso utilizzati per la fabbricazione di dispositivi ad alto-Q attraverso la rimozione della parte inferiore del wafer). Anche le membrane, a causa della povera dissipazione termica del materiale sottostante, possono presentare problemi causati da cicli termici. Più in generale, dispositivi che subiscono cicli termici durante le operazioni di assemblaggio (o packaging) possono subire deformazioni strutturali irreversibili fino ad arrivare alla completa non funzionalità del componente.

Classe 2°. Questa classe di dispositivi è caratterizzata da un qualche tipo di movimento meccanico durante il funzionamento, che possono essere sia vibrazioni meccaniche (quindi un movimento molto contenuto), fino ad arrivare a notevoli spostamenti (nell'ordine del micrometro). Esempi di questi componenti sono risonatori micro-elettromeccanici ad alto Q o condensatori variabili con continuità. La presenza di deformazioni meccaniche o vibrazioni possono introdurre in questi dispositivi nuovi meccanismi di stress strutturali. Rilassamenti meccanici, deformazioni plastiche causate da ampi movimenti, formazione di crepe o fenomeni di fatica sono alcuni esempi di meccanismi che possono peggiorare la stabilità elettromeccanica dei componenti, fino ad essere causa vera e propria di rottura. Altri problemi possono essere dati da effetti superficiali come l'ossidazione o l'assorbimento di impurità, che possono portare a cambiamenti della massa effettiva della struttura mobile o ad altri fenomeni di stress.

Classe 3°. La terza classe di dispositivi RF-MEMS comprende tutti i dispositivi che richiedono il contatto di due parti meccaniche durante il funzionamento. In questo caso, la presenza di un contatto meccanico introduce una nuova classe di problemi di affidabilità, legati a problemi di natura sia elettrica che meccanica. Uno dei problemi principali per questi dispositivi è il fenomeno dello stiction, ovvero l'impossibilità per la struttura mobile di ritornare nella posizione originaria quando non attuata. Cause diverse possono portare alla stiction: effetti di capillarità, carica elettrostatica accumulata o ridistribuita negli strati di dielettrico, o anche microsaldature dei metalli in contatto a causa di un'eccessiva potenza DC o anche RF. Anche il contatto ohmico tra le superfici può soffrire di problemi di stabilità a causa di un cambiamento della resistenza di contatto indotto, ad esempio, da uno stress di cicatura. Anche in questo caso le cause possono essere molteplici, come contaminazione delle superfici, trasferimento od erosione

di materiale, o cambiamenti superficiali causati da assorbimenti od ossidazione. Con questa panoramica dei principali meccanismi di guasto tipici di dispositivi RF-MEMS risulta chiaro che nonostante l'implicita semplicità di principio, diversi fenomeni possono portare al degrado dei dispositivi. Per meglio studiare il problema dell'affidabilità di dispositivi RF-MEMS, e quindi cercare di definire possibili linee guida o fattori acceleranti per i vari test di affidabilità, è interessante dividere i principali meccanismi di fallimento o di rottura raggruppandoli secondo la loro natura *elettrica*, *meccanica*, od *ambientale*, come descritto nei paragrafi seguenti.

2.2 Fenomeni elettrici

2.2.1 Dielectric charging

Questo è il problema affidabilistico più comune per dispositivi MEMS attuati elettrostaticamente. Tipicamente, la tensione di attuazione del dispositivo genera un forte campo elettrico nell'ossido disposto fra la struttura di attuazione e la membrana sospesa con il conseguente intrappolamento di carica parassita nell'ossido che 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, vedi figura 2.1. Questo porta tipicamente alla necessità di aumentare la tensione di attuazione per attuare il dispositivo. In caso di dispositivi con attuazione bipolare, questo porta ad una mancanza di simmetria nella curva di attuazione caratteristica.

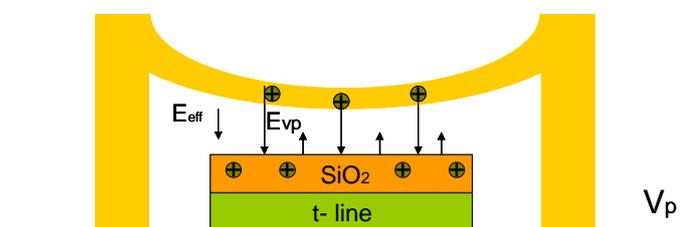


Figura 2.1: Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che scherma parzialmente il campo elettrico applicato.

- **Stiction:** Accade quando le carica intrappolata genera un campo tale da mantenere la struttura sospesa in posizione attuata anche quando la tensione di attuazione viene rimossa (vedi figura 2.2).

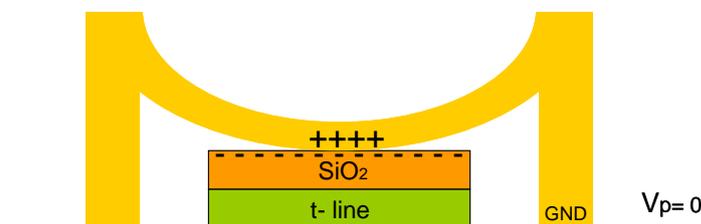


Figura 2.2: Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che causa stiction del dispositivo.

Data l'importanza del problema dello stiction nell'affidabilità dei dispositivi MEMS, nel seguito viene descritto con maggior dettaglio il fenomeno. Come verrà descritto nel proseguo, il fenomeno dello stiction può essere dovuto alle forze di Van der Waals che agiscono su superfici particolarmente levigate, ma un effetto simile si ottiene anche a causa di un eccessivo accumulo di carica sulla superficie del dielettrico che ricopre la linea di trasmissione, per switch capacitivi, o l'elettrodo di attuazione per interruttori resistivi, come mostrato in figura 2.3.

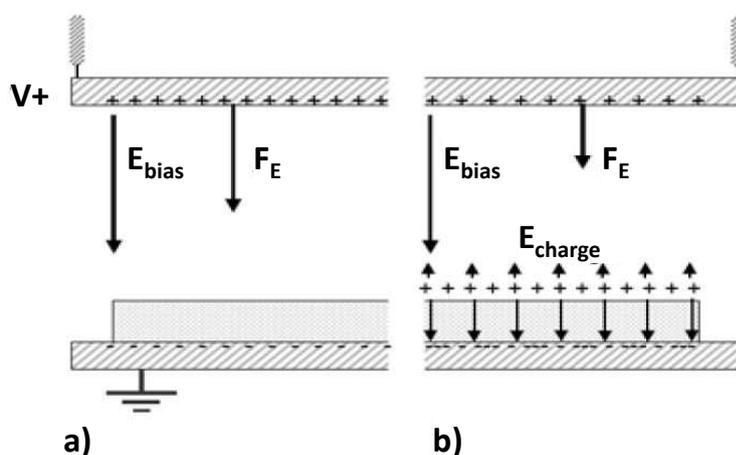


Figura 2.3: Campo e forza elettrostatica in un condensatore a facce parallele. A) Senza cariche rimaste intrappolate nel dielettrico. B) Con cariche rimaste intrappolate nel dielettrico (Screening).

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 delle tensioni 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 $C - V$ dovute alla presenza di V_{shift} , proporzionale alla quantità di cariche iniettate nel dielettrico (figura 2.4). Se la quantità di carica è talmente alta da portare un cambiamento di segno nella

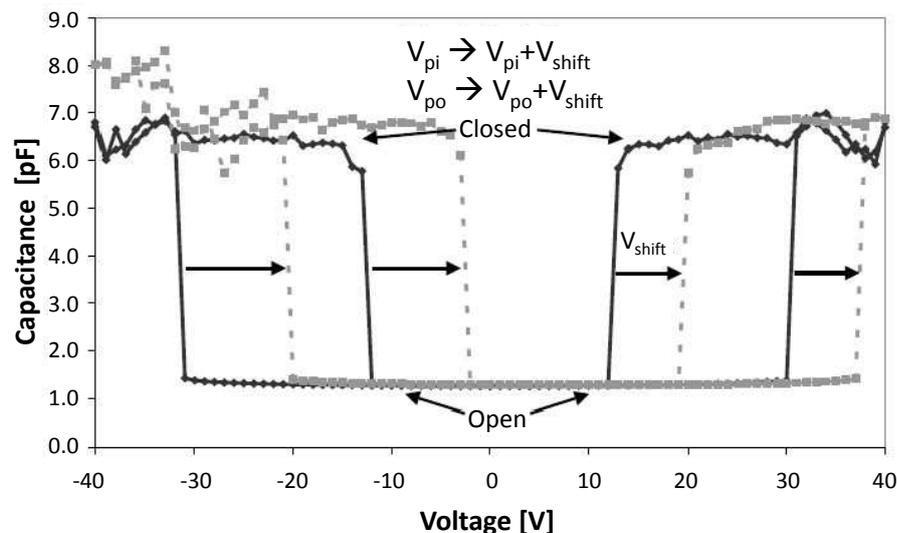


Figura 2.4: Curve $C - V$ prima (nero) e dopo (grigio) un'attuazione a 65 V per 727 secondi.

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 0 V. 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-out che su quella di pull-in, creando quindi più problemi di stiction che di screening. Ricorrendo a simulazioni elettromeccaniche, si è calcolato che una densità di carica di $10^{12}/cm^2$ 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 $0.4 - 0.5 \cdot 10^{12}/cm^2$ 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. Per cercare di ridurre l'effetto del dielectric charging si può 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 25-35 V. Un'altra soluzione adottata è quella che prevede l'uso di una tensione di attuazione bipolare, sfruttando il fatto che l'attuazione di uno switch MEMS è indipendente dalla polarità 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. Questo nella 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 può mitigare il problema è quella che prevede l'utilizzo di due elettrodi, detti di pull-down (vedi figura 2.5).

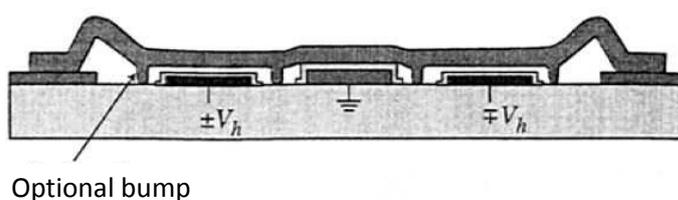


Figura 2.5: Schematizzazione di uno switch MEMS con due elettrodi di pull-down per limitare il problema del dielectric charging.

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 presenta 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 la trave MEMS sospesa rispetto alla superficie dei due elettrodi di pull-down mentre lo switch è attuato. Questo può essere ottenuto tramite delle sporgenze poste sulla trave, piuttosto che poste sulla superficie fissa.

2.2.2 Power handling

La potenza del segnale RF che passa attraverso lo switch (con strutture di dimensione micrometrica) può generare problemi sia di tipo logico che di tipo fisico. I problemi di tipo logico sono correlati a malfunzionamenti del dispositivo che può auto-attuarsi anche quando non richiesto. Tali eventi sono:

- **Self-actuation:** un segnale RF abbastanza potente può generare una componente DC con valori vicini alla tensione di attuazione del dispositivo ed auto-attuarlo incidentalmente.
- **Latching:** un segnale RF abbastanza potente può generare una componente DC con valori vicini alla tensione di rilascio del dispositivo e quindi impedirne la disattuazione anche una volta rimosso il segnale di attuazione.

I problemi di tipo fisico sono invece tipicamente correlati a fenomeni di elettromigrazione. Tali problemi derivano dall'alta frequenza e dalla potenza del segnale RF che può produrre fusioni nelle interconnessioni del dispositivo generando circuiti aperti lungo le linee di trasmissione e impedendo il corretto funzionamento del dispositivo. In figura 2.6 è possibile vedere come un segnale ad alta corrente può danneggiare la membrana di un interruttore generando fusioni dovute ad un riscaldamento locale. Tali fusioni sono tipicamente dovute ad imperfezioni di contatto che vanno a concentrare localmente la corrente.

La presenza di strati di ossido sulla superficie dei contatti metallici vanno chiaramente ad accentuare il problema, andando a ridurre l'area di contatto effettiva del dispositivo. Elevati flussi di corrente possono quindi essere causa sia di fusioni delle superfici mobili (con un effetto simile alla stiction del dispositivo), sia ad interruzioni di linee di metal, come mostrato in figura 2.7.

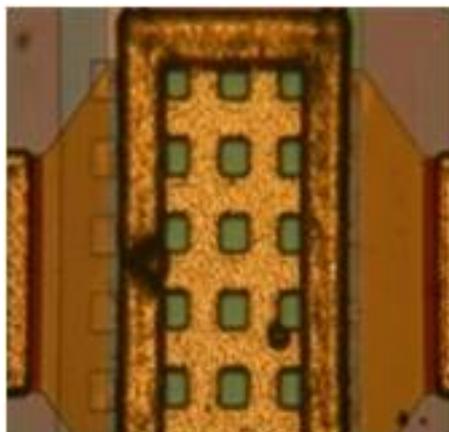


Figura 2.6: Fusioni indotte sulla membrana a causa di un eccessivo passaggio di corrente.

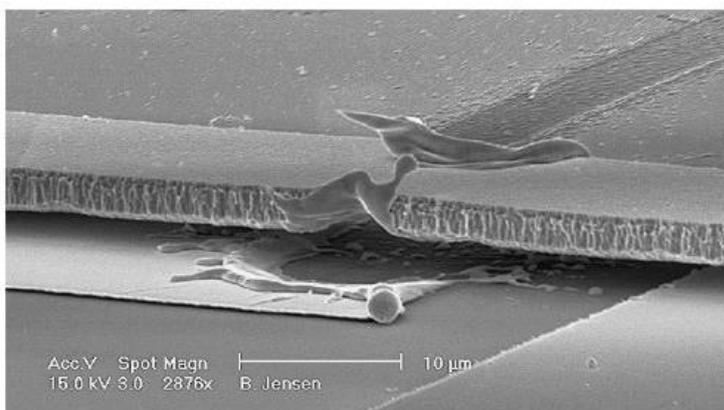


Figura 2.7: Immagine al SEM di un contatto d'oro fuso a causa di eccessiva corrente.

2.2.3 Variazione della resistenza di contatto

Questa problematica è tipica degli interruttori resistivi. Può essere dovuta sia ad una rugosità eccessiva delle superfici costituenti il contatto dell'interruttore, sia all'usura indotta dall'utilizzo del dispositivo (cycling). In figura 2.8 viene mostrato il confronto tra area di contatto apparente e area di contatto reale in un micro contatto metallico oro-oro. La mancanza di totale adesione fra le due superfici aumenta la resistenza serie del dispositivo degradandone le sue prestazioni. Infatti, l'aumento della resistenza di contatto può essere tale da diventare paragonabile al valore della resistenza a circuito aperto, compromettendo il funzionamento logico dell'interruttore.

La non perfetta planarità delle superfici può anche portare ad una concentrazione

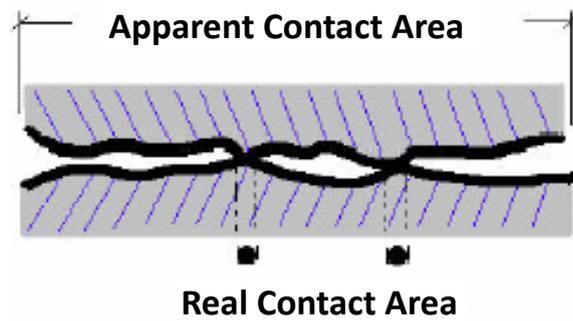


Figura 2.8: Paragone fra area di contatto apparente e area di contatto reale in un contatto metallico oro-oro.

di corrente in alcuni punti di contatto. La focalizzazione della corrente può generare un aumento locale della temperatura nei punti di contatto, fino ad arrivare al fallimento del dispositivo. Una schematizzazione del problema è mostrata in figura 2.9, dove le linee evidenziano il flusso di corrente.

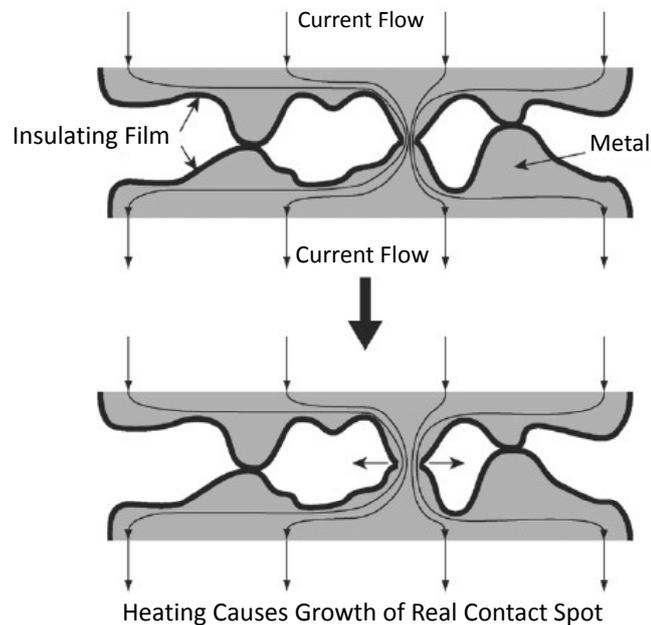


Figura 2.9: Rappresentazione schematica della focalizzazione della corrente in due superfici ruvide o parzialmente isolate a contatto.

2.3 Fenomeni ambientali

2.3.1 Umidità

I dispositivi MEMS, per motivi legati al processo di produzione, sono estremamente idrofili. Tali dispositivi, se utilizzati in ambienti umidi, possono essere soggetti a fenomeni di condensa che tipicamente alterano lo stress residuo delle strutture sospese inducendo momenti torcenti e un aumento delle forze capillari con conseguenti fenomeni di adesione fra superfici. Inoltre, in presenza di umidità le particelle di acqua presenti nel MEMS possono condensare sulla superficie dell'apparecchio o all'interno di micro fenditure andando a rompere la struttura del MEMS stesso. Infatti quando la superficie si porta all'equilibrio con l'atmosfera si viene a formare una membrana curva di liquido sulla superficie con due raggi di curvature, r_1 ed r_2 , determinati dalla seguente espressione:

$$\left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}\right)^{-1} = \frac{\gamma\nu}{RT \log(P/P_{sat})} \quad (2.1)$$

dove:

γ = tensione superficiale

ν = volume molare

P/P_{sat} = pressione relativa del vapore acqueo nell'atmosfera

R = costante dei gas (1.98719 cal/mol-K)

T = temperatura

Studi recenti hanno mostrato come la condensazione di vapore acqueo sulla superficie di un MEMS aumenta lo stress residuale della struttura. Questo porta, nel caso di RF-MEMS, ad un cambiamento delle varie costanti di molla delle travi ancorate e dei cantilever.

Nel caso due superfici siano a distanza molto ravvicinata la presenza di condensa produce una pressione capillare tra le due superfici uguale a:

$$P_{cap} = \frac{4\gamma r_1 \cos^2(\theta)}{d^2} \quad (2.2)$$

dove:

d = separazione tra le due superfici

θ = angolo di contatto tra le superfici e il liquido

Questo fenomeno è particolarmente rilevante negli RF-MEMS dove spesso due superfici si presentano a distanza ravvicinata. Queste forze possono quindi essere un'altra causa di stiction negli switch MEMS.

2.3.2 Variazioni di temperatura

Lo stress interno dei dispositivi è estremamente dipendente dalla temperatura. Questo è dovuto al design meccanico che permette al substrato di alterare lo stress della struttura sospesa al variare della temperatura. I pochi dati pubblicati su questo argomento mostrano variazioni nel range di 0.3 - 0.5 V/°C. In caso di variazioni consistenti di temperatura, tale fenomeno può portare ad un eccessivo aumento della tensione di attuazione. La figura 2.10 mostra la variazione della capacità della struttura e il conseguente aumento della tensione di attuazione in funzione della temperatura per uno switch capacitivo fabbricato su un substrato di vetro Pyrex (Corning 7740) con elettrodi in oro e membrana in lega di alluminio. Inoltre, alte tensioni di attuazione applicate a basse tem-

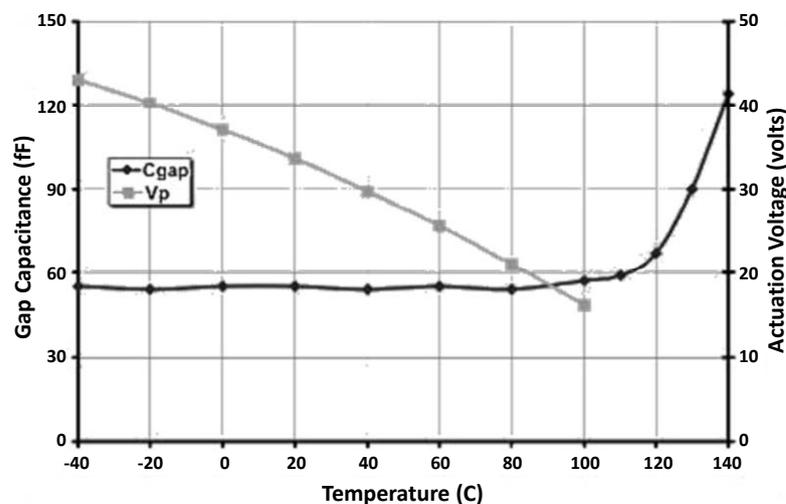


Figura 2.10: Misura della variazione di capacità (curva nera) e della tensione di attuazione (curva grigia) in funzione della temperatura.

perature di funzionamento possono essere controproducenti per l'affidabilità del dispositivo se questo soffre in modo particolare di problemi di intrappolamento di carica. Al contrario, alte temperature possono inficiare il normale funzionamento del dispositivo andando a modificare le proprietà meccaniche dei materiali impiegati.

Lo studio dell'affidabilità dei MEMS e degli RF-MEMS deve tener conto anche del comportamento in temperatura di questi dispositivi. La suscettibilità degli switch RF-MEMS alle variazioni di temperatura dipende soprattutto dal tipo di materiali utilizzati nel processo di produzione. I problemi infatti sorgono quando due materiali diversi a contatto tra loro presentano un coefficienti di espansione termica (CTE) diverso. In switch metallici strati strutturali possono essere d'oro, alluminio o di altri metalli che presentano un CTE fino a 10 volte più alto del CTE dei materiali comunemente usati per il substrato (silicio, quarzo, arseniuro di gallio, etc.). Negli switch che utilizzano strati di dielettrico invece i problemi possono sorgere nelle giunzioni tra il metallo e il dielettrico in quanto anch'essi presentano diversi valori di CTE. Vengono di seguito descritte le configurazioni più comuni e i relativi comportamenti in temperatura.

Switch con struttura a ponte In questo tipo di configurazione un ponte MEMS di materiale metallico è ancorato alla struttura dello switch ad entrambe le estremità. Quando opportunamente attuato questo viene abbassato andando a creare un percorso a bassa impedenza per il segnale RF (vedi figura 2.11 nel caso di uno switch capacitivo).

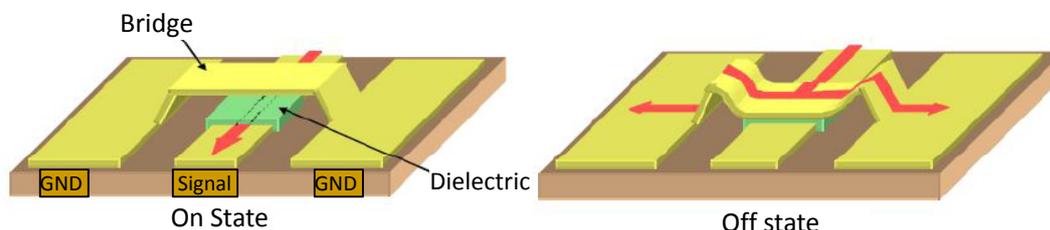


Figura 2.11: Switch capacitivo basato su ponte doppiamente ancorato (a ponte).

Se riscaldata la trave cerca di allungarsi andando a spingere sui due punti di ancoraggio alla struttura MEMS. L'elongazione del metallo non riesce quindi a venir 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. In questo ultimo caso se la deformazione è abbastanza grande il ponte può avvicinarsi talmente alla linea di trasmissione del segnale RF da comportarsi come nello stato di attuazione.

Switch con struttura a membrana La seconda configurazione utilizza una membrana al posto del ponte precedentemente descritto. La membrana è fissata tramite dei giunti e, ricoprendo una superficie maggiore, generalmente sporge su

tutte le linee di trasmissione (figura 2.12).

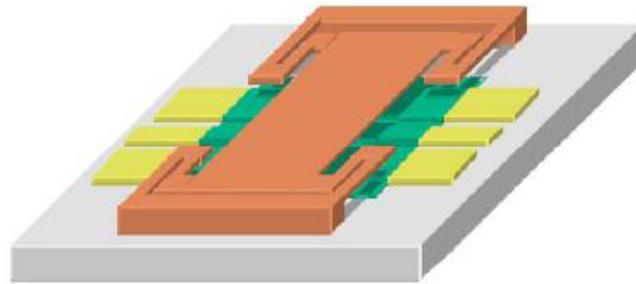


Figura 2.12: Switch capacitivo basato su struttura sospesa a membrana.

Quando la membrana si surriscalda i giunti teoricamente assorbono la variazione di stress presente sulla membrana. Il fenomeno di deformazione descritto in precedenza è quindi scongiurato e lo switch può funzionare normalmente. Bisogna però sottolineare che lo stress indotto nella membrana causa variazioni, anche notevoli, di tutti i parametri meccanici dello switch e di conseguenza va ad alterare i valori dei voltaggi di attuazione e disattuazione e di velocità di commutazione.

Switch basati su cantilever bilaminare Questo tipo di configurazione è per esempio utilizzata in switch serie resistivi che utilizzano un cantilever formato da uno strato di dielettrico unito ad una lamina metallica che forma la parte superiore dell'elettrodo di attuazione (figura 2.13).

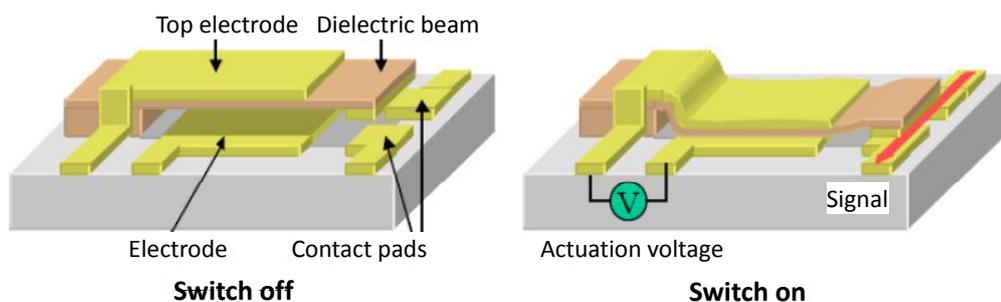


Figura 2.13: Switch capacitivo basato su ponte ancorato ad una estremità.

In questo caso differenze di temperatura possono creare problemi a causa della differenza di CTE dei due materiali utilizzati per fabbricare il cantilever (bilamina phenomena). Si ha infatti che, in caso di surriscaldamento della struttura, il metallo, che presenta un CTE superiore a quello del dielettrico, allungandosi produce uno stress sul dielettrico e può portare alla deformazione del cantilever. Questo fenomeno può essere ridotto ottimizzando il rapporto tra la lunghezza del

metallo e quella del dielettrico. Se diminuiamo la lunghezza della lamina metallica la sua elongazione sarà minore e così la temperatura critica sarà più alta. Nel caso in cui lo strato di metallo sia disposto al di sopra di quello dielettrico la deformazione, causata dall'aumento della temperatura, generalmente produce un abbassamento del cantilever e un'attuazione non voluta.

Si può dire quindi che a seconda dell'architettura utilizzata gli effetti della variazione termica sono diversi. La configurazione che prevede l'utilizzo di una struttura biancorata nonostante sia quella che presenta uno dei più alti tempi di vita è anche quella più suscettibile agli sbalzi di temperatura. Anche nel caso in cui non porti alla deformazione della trave stessa, lo stress meccanico causato dall'aumento di temperatura impresso sulla trave biancorata causa grosse variazioni sul voltaggio di attuazione del dispositivo. Recenti esperimenti effettuati su switch capacitivi hanno infatti mostrato come la tensione necessaria all'attuazione del dispositivo decresca quasi linearmente con l'aumentare della temperatura. I dati rilevati evidenziano un abbassamento di 14.5 V per un passaggio da $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$ con una media di $-0.127\text{ V}/^{\circ}\text{C}$. Questo sottolinea la grossa suscettibilità di questi switch alle variazioni di temperatura.

2.3.3 Ambiente Spaziale - Effetti da radiazioni

È noto da lungo tempo che i dispositivi elettronici sono estremamente sensibili alle radiazioni e recenti studi hanno mostrato che anche i dispositivi MEMS possono essere suscettibili a danni indotti da radiazione. Specialmente sensibili a tali problemi sono i dispositivi governati da campi elettrici su ossidi, come travi attuate elettrostaticamente. Le radiazioni possono per esempio causare danni alla struttura, rendendola più suscettibile alle fratture. Infatti, radiazioni ad alto Z possono portare a fratture dovute alla distruzione del reticolo cristallino dei vari materiali. Studi recenti hanno inoltre evidenziato la possibilità di intrappolamento di carica negli ossidi con una conseguente comparsa di campi elettrici parassiti che possono alterare il funzionamento del dispositivo. Infine, alcuni tipi di radiazione possono andare ad alterare il modulo di Young delle strutture sospese alterandone la tensione di attuazione e la costante di molla.

In figura 2.14 è riportata una lista dei vari pericoli da radiazione nelle varie regioni spaziali di interesse [?]. Le colonne più importanti su cui concentrarsi sono quelle nominate Single Event Effects e Total Dose. La tabella mostra come la pericolosità delle radiazioni incrementi grosso modo allontanandosi dalla ter-

ra, cominciando dalla ionosfera fino al vento solare (Spazio Interplanetario). Le colonne dei vari tipi di danni sono ordinate all'incirca in base all'energia delle particelle responsabili dei danni, partendo dalle più energetiche (sinistra) fino alle meno energetiche (destra). I colori usati servono ad evidenziare l'importanza dei diversi tipi di danno in una particolare regione di spazio. Da notare che tale tabella non tiene conto di altri tipi di problema dell'ambiente spaziale, tipo caduta del satellite, impatto da meteorite o collisione satellitare.

Region	Single event effects			Total dose		Charging		Plasma effects			
	Galactic cosmic rays	Trapped heavy ions	Solar energetic particles	Trapped radiation	Solar energetic particles	Surface charging	Internal charging	Ion sputtering	Scintillation	Plasma wave refraction	Surface erosion from O ⁺
Ionosphere	1	0	0	0	0	0	0	1	2	2	2
South Atlantic Anomaly	1	2	0	2	0	0	0	1	0	0	0
Inner radiation belt	1	2	0	2	0	0	0	0	0	0	0
Auroral zone	2	0	2	0	2	1	0	1	0	0	0
Polar cap	2	0	2	0	2	0	0	1	0	0	0
Plasmasphere	2	0	0	0	2	0	0	1	0	1	0
Plasma sheet	2	0	0	0	2	2	0	1	0	0	0
Outer radiation belt	2	1	2	2	2	2	2	1	0	0	0
Outer magnetosphere	2	0	2	0	2	1	2	1	0	0	0
Geomagnetic tail	2	0	2	0	2	0	0	1	0	0	0
Solar wind	2	0	2	0	2	0	0	1	0	0	0

Legenda:

2 - Importante
1 - Rilevante
0 - Irrilevante

Figura 2.14: Pericoli da radiazione divisi per regioni spaziali.

In figura 2.15 è riportata la distribuzione delle 299 anomalie registrate in funzione dei tipi di anomalia.

La categoria Other include effetti di plasma, impatto da meteorite e impatto con raggi solari non identificati. La categoria più critica risulta essere l'anomalia da scarica elettrostatica (ESD), mentre le anomalie da Single Event Upset (SEU) e da radiazioni insieme raggiungono circa il 33% del totale.

In figura 2.16 è possibile vedere le sotto categorie delle anomalie registrate da SEU e da radiazione. La maggior parte delle anomalie sono dovute a SEU non riconosciute, probabilmente raggi cosmici o particelle solari prive di correlazioni note con l'ambiente spaziale. Solo poche anomalie sono state attribuite a radiazione (Total Radiation Dose) (circa 1%). Una tale scarsità di eventi può tuttavia

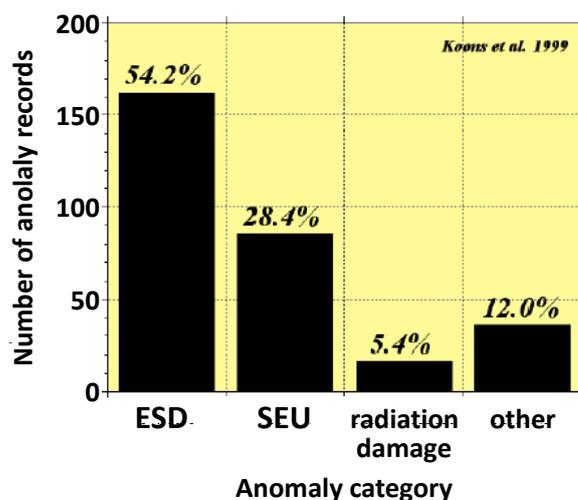


Figura 2.15: Tipi di anomalie registrate durante missioni spaziali (Koons '99).

riflettere le forti restrizioni rispettate nel modeling delle radiazioni ed all'efficacia degli scudi. La tabella delle anomalie non quantifica però i costi e i ritardi nel lancio dei veicoli spaziali. Il danno più grave causato da radiazioni è certamente il fallimento della missione o la perdita dell'equipaggiamento (Koons et al. elencano 11 di questi casi). Degli 11 fallimenti identificati, 3 sono stati diagnosticati come SEU e 1 come TRD. L'unico altro effetto che può essere facilmente quantificato nell'elenco di Koons et al. è il tempo richiesto dal sistema per riprendere a funzionare dopo l'anomalia. Per esempio, per gli eventi SEU, utilizzando gli algoritmi correttivi automatici presenti, il tempo di recovery può essere ritenuto trascurabile.

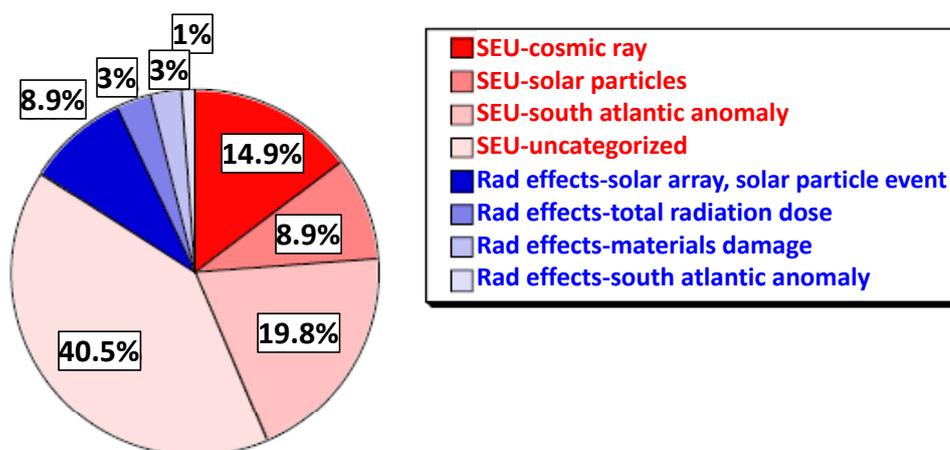


Figura 2.16: Distribuzione dei vari tipi di SEU registrati (Koons '99).

Infine, in Tabella 2.2 è possibile trovare la lista delle missioni perse o terminate a causa di problemi legati all'ambiente spaziale fino all'inizio del 1999.

DIAGNOSI	MISSIONE	ORBITA	DATA
Single Event Effect	Feng Yun 1	LEO	Jun-98
Single Event Effect	MSTI	LEO	Jan-93
Single Event Effect	IRON 9906	LEO	1997
Total Radiation Dose	Hipparcos*	GTO	Aug 1993
Surface ESD	DSCS II	GEO	Feb-73
Surface ESD	GEOS 4	GEO	Nov-82
Surface ESD	MARECS A	GEO	Mar-91
Surface ESD	INSAT 2D	GEO	Oct-97
Micro-meteoroid impact	Olympus	GEO	Aug-93
Micro-meteoroid impact	SEDS 2*	LEO	Mar-94
Micro-meteoroid impact	MSTI 2	LEO	Mar-94

*Missione completata prima della perdita dell'unità

Tabella 2.2: Missioni terminate a causa di problemi legati all'ambiente spaziale.

2.3.4 Electrical Over-Stress (EOS) / Electro-Static discharge (ESD)

EOS è un termine comunemente usato per riferirsi a tensioni o correnti superiori ai valori nominali accettati dal dispositivo in esame. I fenomeni di scarica elettrostatica (ESD) avvengono tipicamente quando componenti elettrici vengono maneggiati impropriamente, ma possono essere indotti anche da fenomeni ambientali, come ad esempio dagli alti campi elettrici presenti durante l'attraversamento delle fasce di Van Allen. È noto che tali eventi hanno un effetto catastrofico su dispositivi allo stato solido, ma è già stato dimostrato che anche i dispositivi MEMS possono essere facilmente danneggiati da questi fenomeni. Sebbene per dispositivi a stato solido siano già state presentate diverse soluzioni di protezione, per i dispositivi MEMS le difficoltà sono maggiori in quanto il relativamente semplice processo produttivo non permette di implementare difese anti ESD on-chip. Per questo motivo, l'affidabilità alle scariche ESD nell'ambito MEMS va pensata e progettata cominciando dal layout del dispositivo stesso. In figura 2.17 è riportata la caratteristica corrente-tensione (I-V) di uno switch RF MEMS in

configurazione shunt sottoposto a scariche TLP fra il pad di attuazione e la massa RF. Il danno causato da tale stress è fatale, come si può notare in figura 2.18, dove è riportata un'immagine che evidenzia le zone fuse sotto il ponte MEMS.

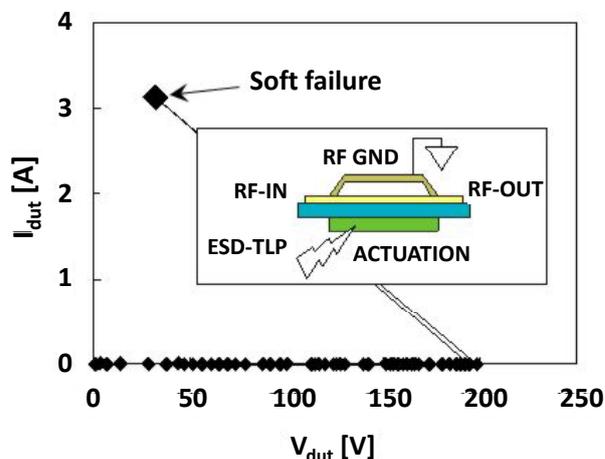


Figura 2.17: Caratteristica I-V di uno switch shunt stressato fra pad di attuazione e ground.

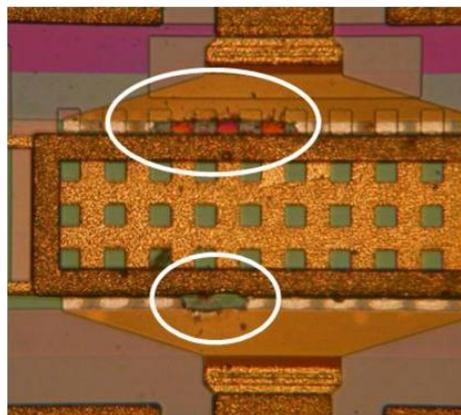


Figura 2.18: Esempio di danno causato da scarica ESD su un dispositivo RF-MEMS.

2.3.5 Particolato / Impurità

L'accumulo di particelle sulla superficie della trave ancorata o di un cantilever di un RF-MEMS può creare malfunzionamenti di vario tipo. Innanzitutto possono essere complici dell'effetto di dielectric charging e dar quindi problemi di stiction. Se da un lato questo fenomeno può essere eliminato attraverso l'uso di packaging ermetici e sterili dall'altro deve essere studiato in quanto certe volte si richiede l'utilizzo del MEMS in ambienti non puliti. La presenza di impurità sulla superficie (figura 2.19) può inoltre portare a problemi di adesione.

Quando la densità di particelle presenti sulla superficie di una trave o di un elettrodo MEMS è bassa il momento d'inerzia generato nell'attuazione dell'apparecchio è abbastanza alto da generare uno stress sufficiente a deformare le particelle presenti tra le superfici e permettere così una perfetta adesione delle stesse. Nel caso in cui la densità di impurità sia troppo alta, invece, la forza impressa non è sufficiente e le due superfici rimangono separate da una distanza che dipende dalla conformazione delle particelle presenti. Queste particelle possono essere presenti non solo a causa di impurità esterne, ma anche in seguito ai processi di deposizione e di fabbricazione della struttura MEMS e comprendono

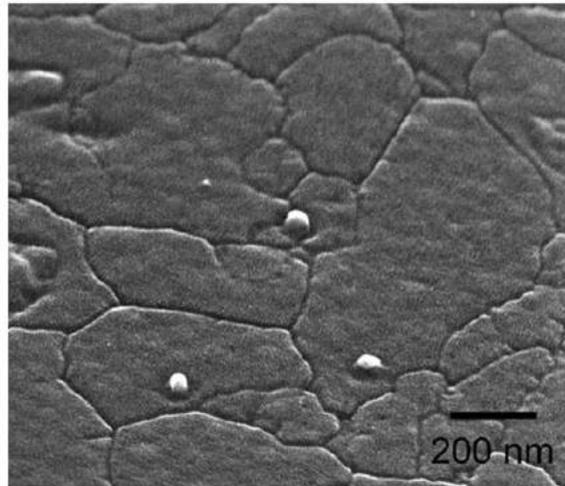


Figura 2.19: Particelle di impurità presenti sulla superficie del silicio.

agglomerati di molecole di silicio e di carbonio. Questo fa sì che il problema non possa essere risolto totalmente tramite l'uso di packaging ermetici.

2.4 Fenomeni meccanici

2.4.1 Vibrazioni

A causa della sensibilità e della natura fragile di molti MEMS, vibrazioni esterne possono avere effetti catastrofici sui dispositivi, come ad esempio fratture di parti mobile o forti adesioni superficiali. In caso di vibrazioni continue si può anche avere un invecchiamento accelerato del dispositivo. In caso di missioni spaziali, tali fenomeni sono molto importanti poiché sia durante la fase di lancio che durante l'apertura dei pannelli solari le vibrazioni trasmesse al mezzo dai motori sono estremamente violente. In figura 2.20 è riportata un immagine di una trave MEMS fratturata dalle vibrazioni durante un test di lancio.

2.4.2 Shock

A differenza delle vibrazioni che hanno un andamento ritmico, lo shock è un evento singolo che genera un trasferimento di energia meccanica attraverso il dispositivo e può portare a fenomeni di adesione o di frattura. Non è raro che uno shock possa danneggiare anche i fili di bonding del dispositivo. Se allo shock è associato anche un incendio del dispositivo, viene definito Pyrotechnich Shock.

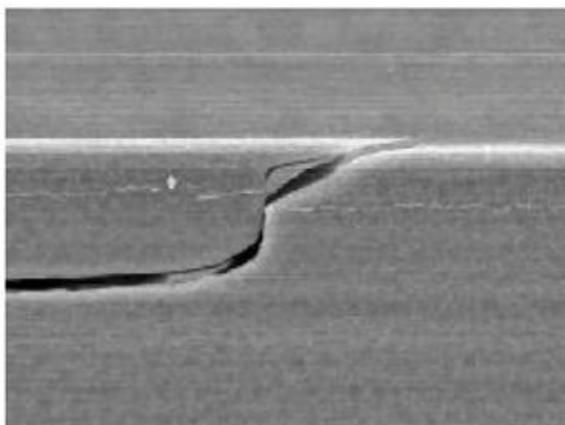


Figura 2.20: Frattura in una trave MEMS in Silicio causata da vibrazioni durante un test di lancio.

2.4.3 Frattura

La frattura meccanica viene definita come la rottura di un materiale uniforme in due sezioni separate. Normalmente nei dispositivi MEMS porta al non funzionamento della regione periferica del dispositivo. Esistono 3 tipi di frattura: “ductile”, “brittle” e “intercrystalline”:

- **Frattura “ductile”**. È caratterizzata da una deformazione plastica quasi continua. Tipicamente questo fenomeno presenta un allungamento e assottigliamento del materiale nel punto di rottura.
- **Frattura “brittle”**. Avviene lungo i piani cristallini e si sviluppa rapidamente con piccole deformazioni.
- **Frattura “intercrystalline”**. È una frattura fragile che avviene lungo i nodi di connessione di un materiale policristallino, spesso partendo da punti di accumulazione di impurità del reticolo.

Gli ultimi due tipi di frattura sono i più comuni per dispositivi MEMS e possono essere causati da diversi tipi di logorio. Questo tipo di malfunzionamento è quasi del tutto assente in RF-MEMS che utilizzano travi ancorate o cantilever, in quanto queste componenti sono lunghe 75 - 350 μm e sono sottoposte a deflessioni di soli 1 - 4 μm . In letteratura si possono trovare molti esempi di interruttori sottoposti a centinaia di milioni di cicli senza accusare fratture meccaniche in prossimità degli ancoraggi (la parte più fragile della struttura).

2.4.4 Logorio

In generale, il logorio è definito come la rimozione di materiale da una superficie solida dovuta ad un'azione meccanica. Esso è un fenomeno legato al movimento di una superficie su di un'altra ed è generalmente considerato un problema per i MEMS.

Il logoramento da adesione è quello più comune negli RF-MEMS come gli switch di tipo resistivo. In essi infatti la testa del cantilever o la parte centrale della trave ancorata va a toccare, durante il processo di attuazione, un'altra superficie (tipicamente) metallica. Quando due metalli si colpiscono ripetutamente l'un l'altro nello stesso punto, la corrosione e l'indurimento degli stessi è inevitabile e si ha quindi una riduzione della zona di adesione; questo porta a un malfunzionamento del sistema MEMS. Il malfunzionamento è dovuto al fatto che la condizione delle superfici di contatto dello switch MEMS influenza la resistenza del contatto del commutatore. Infatti meglio le superfici aderiscono, più grande è la superficie di contatto e quindi minore è la resistenza presente tra la trave, o il cantilever, e la linea di trasmissione del segnale RF. A peggiorare lo stato delle due superfici vi si può anche aggiungere la contaminazione da sottili strati di dielettrico o da materiale organico, anche se quest'ultimo problema può essere risolto tramite l'utilizzo di packaging ad alta sterilità. Il malfunzionamento dello switch si manifesta tramite un improvviso aumento della resistenza di contatto. Questa normalmente si aggira intorno a valori di circa 0.5Ω , ma in seguito a un logoramento delle superfici può facilmente superare i 5Ω con una conseguente perdita d'inserzione di circa -0.5 dB (figura 2.21).

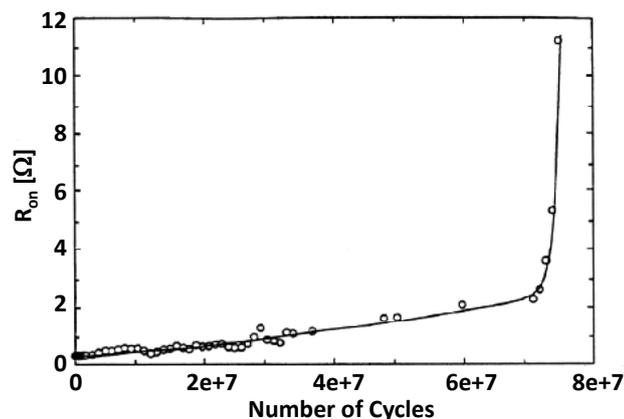


Figura 2.21: Resistenza di contatto di uno switch resistivo con contatti in oro fatto commutare per 75 milioni di attuazioni con una corrente rf di 4 mA.

Bisogna sottolineare inoltre che il malfunzionamento del contatto non dipende dal meccanismo di azionamento, ma è pesantemente influenzato del metallo usato nella struttura. Il degrado della resistenza di contatto o comunque della resistenza della linea di trasmissione comporta un peggioramento dei parametri di scattering dello switch stesso. In figura 2.22 è possibile vedere come in un dispositivo di tipo serie l'aumento della resistenza comporti un degrado significativo del parametro di trasmissione S_{21} .

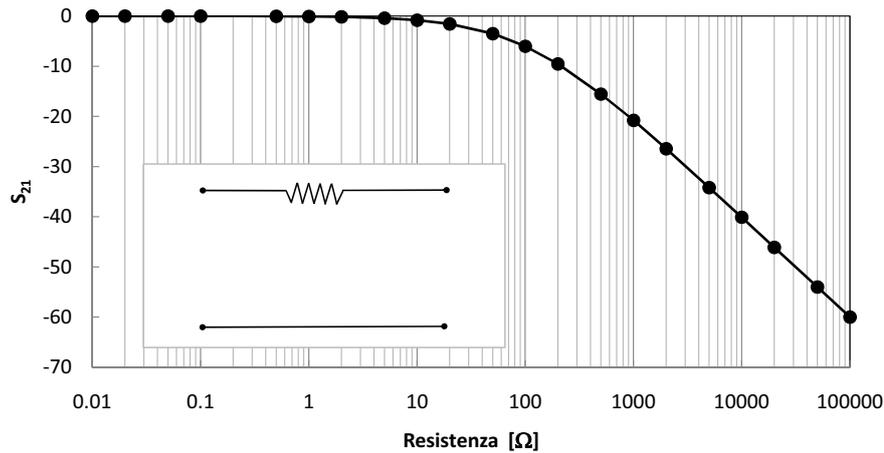


Figura 2.22: Evoluzione del parametro S_{21} al variare della resistenza serie.

2.4.5 Stiction

Quando un sistema MEMS presenta due superfici che possono interagire tra di loro andandosi a sovrapporre (come la trave ancorata di uno switch MEMS capacitivo che va ad aderire sul dielettrico presente sopra la linea di trasmissione) può capitare che le due superfici presentino difficoltà a staccarsi correttamente e tipicamente lo switch non sia in grado di ritornare in posizione di riposo. Una delle principali cause del problema è dovuta alle forze di Van der Waals che tengono unite due superfici perfettamente appaiate. La forza di Van der Waals è il risultato dell'interazione dei momenti di dipolo istantanei degli atomi. Se due superfici parallele sono separate da una distanza minore della distanza caratteristica z_0 , che è approssimativamente 20 nm, la pressione attrattiva diventa:

$$P_{vdw} = \frac{A}{6\pi d^3} \quad (2.3)$$

dove A è la costante di Hamaker (1.6 eV per il Silicio) e d è la distanza di separazione tra le due superfici (tipicamente dell'ordine di qualche Angstrom). Anche

se questa equazione non tiene conto della componente repulsiva delle forze che si vengono a creare tra le due superfici essa rappresenta comunque una buona approssimazione. La progettazione di sistemi RF-MEMS come switch che prevedono il contatto tra due superfici deve quindi tenere conto della presenza di queste forze e utilizzare quindi travi ancorate o cantilever con costanti di molla abbastanza alte da consentire una forza elastica superiore alle forze di Van der Waals.

2.4.6 Usura

È un meccanismo di guasto generato da una superficie che si muove a contatto con un'altra. È definita come la rimozione di materiale da una superficie per azione meccanica. Cause di usura sono: adesione, abrasione, corrosione e logorio superficiale. A causa della pulizia dei contatti dovuta all'usura, le forze di attrazioni superficiale possono aumentare andando a ridurre la stabilità del dispositivo RF-MEMS.

2.4.7 Delaminazione

Avviene quando la superficie di un materiale perde il suo legame adesivo. Può essere causata da diversi fattori, da errori di allineamento delle maschere o da particelle di impurità cadute sul wafer durante il processo di fabbricazione. Inoltre il processo di delaminazione può essere causato da stress residuo in strati di film sottili con adesione non corretta. L'adesione solo parziale può essere a sua volta causata dalla differenza tra i coefficienti di espansione termica dei materiali in questione.

Capitolo 3

I sistemi di misura per la caratterizzazione elettrica

Gli switch RF resistivi testati sono dispositivi caratterizzati da una porta d'ingresso e una d'uscita, per il segnale a radiofrequenza, oltre a due o tre terminali per fornire tensione di attuazione al ponte. I terminali di attuazione sono: pad GND e pad Si in caso di due connessioni mentre nel caso a tre c'è l'aggiunta di un pad Se per l'attuazione ai lati del ponte (figure 3.1 e 3.2).

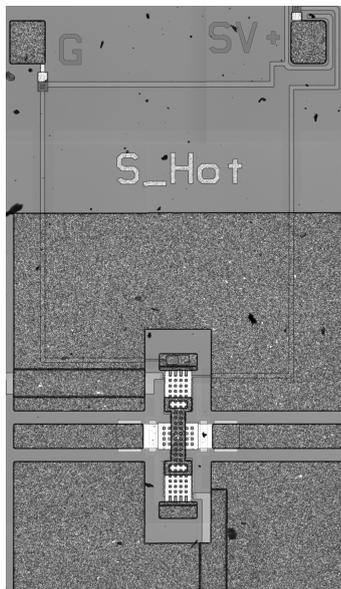


Figura 3.1: Switch RF MEMS resistivo con 2 terminali per l'attuazione.

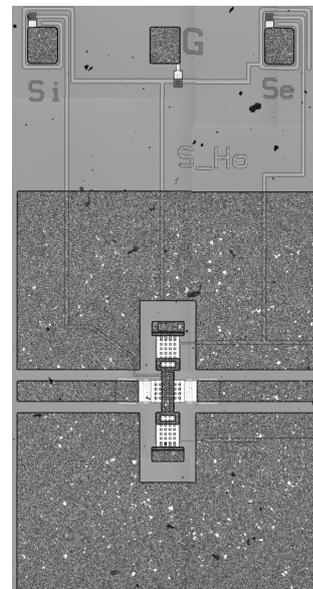


Figura 3.2: Switch RF MEMS resistivo con 3 terminali per l'attuazione.

La caratterizzazione dei dispositivi è stata automatizzata attraverso appositi setup di misura, sfruttando programmi LabView interfacciati tramite GP-IB con gli strumenti. Nello specifico sono stati usati i seguenti setup:

- **DC Sweep classico 2009b**: 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.)
- **TLP HV su ponte**: basato su linea di trasmissione caricata tramite generatore alta tensione, in grado di fornire un impulso di 100ns con rise time molto breve. Il TLP viene usato per inviare impulsi crescenti sulla linea RF fino a provocare il microwelding.
- **Impulsatore a stato solido HP8114 su ponte**: il funzionamento è identico al TLP con la sostituzione del modo di generazione degli impulsi. Inoltre è possibile variare la durata dell'impulso stesso.
- **Profilometro Polytec MSA-500**: utilizzato per realizzare delle topografie ai dispositivi in modo da valutare prima e dopo lo stress la topografia degli stessi.

3.1 DC Sweep classico 2009b

3.1.1 Descrizione del sistema di misura

Gli strumenti utilizzati nel DC Sweep classico sono visibili in figura 3.3.

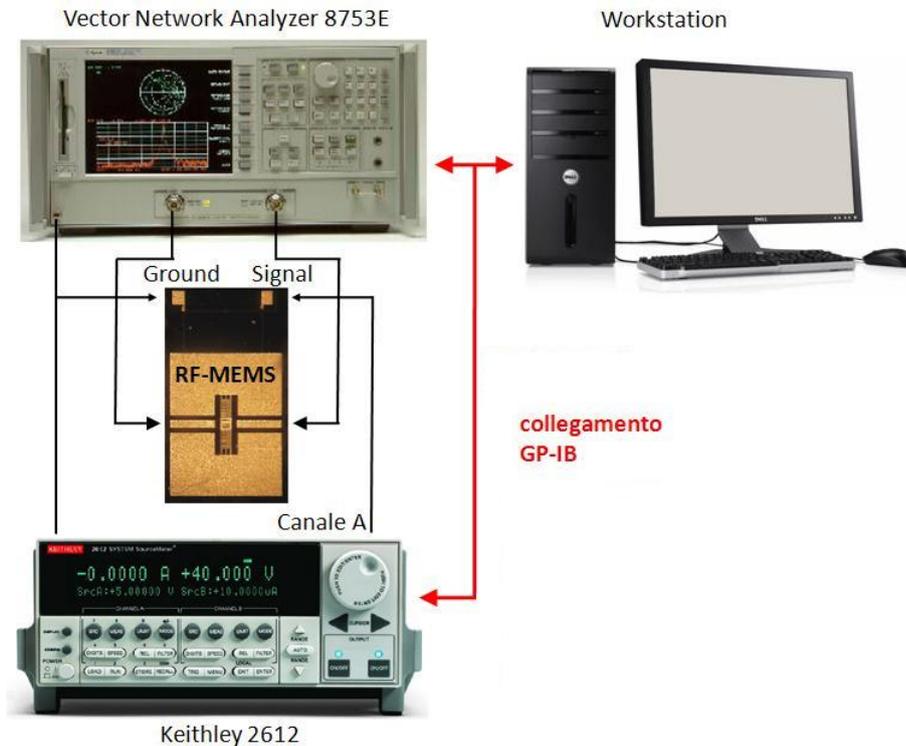


Figura 3.3: Set-up di misura per il DC Sweep classico.

Sono presenti un analizzatore dei parametri di scattering (Vector Network Analyzer -VNA-, HP 8753E) ed un generatore di tensione (Keithley 2612).

Per il segnale ad alta frequenza, necessario per lo studio dei parametri S, si è utilizzato il generatore interno al Vector Network Analyzer Agilent 8753E, in grado di generare un segnale avente frequenza massima di 6 GHz. Il segnale viene portato alla porta d'ingresso del dispositivo che si vuole misurare (DUT, Device Under Test) e prelevato dalla porta di uscita tramite cavi RF e di apposite punte micrometriche. Attraverso il programma LabView 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 3.4). Nello stesso modo ad ogni passo viene salvata la lettura di corrente fatta attraverso il generatore di tensione (Keithley 2612).

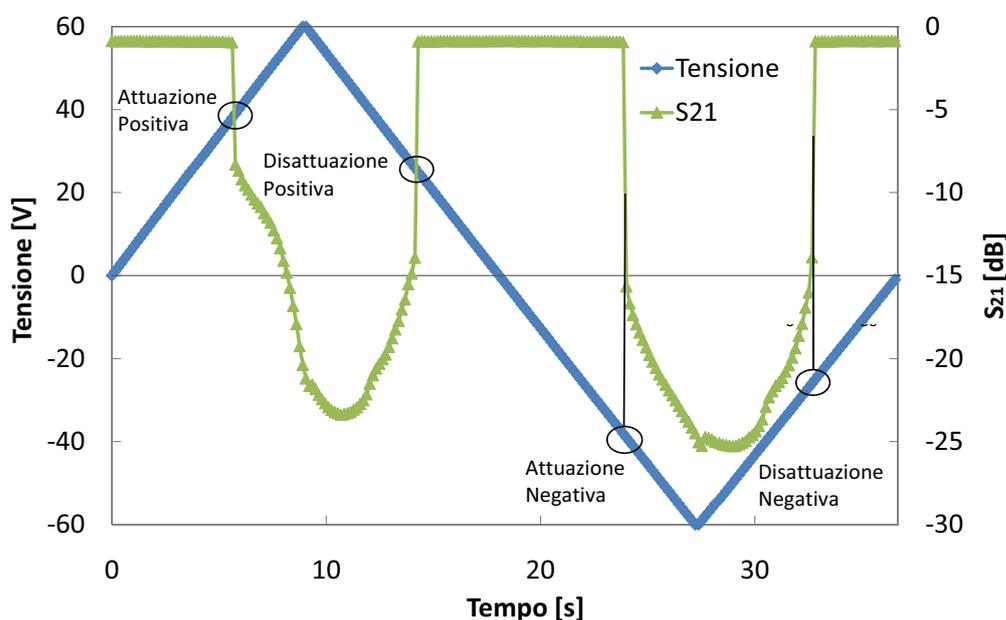


Figura 3.4: Tensione al pad di attuazione e S_{21} alla porta d'uscita in funzione del tempo trascorso (e di conseguenza della tensione di attuazione).

Da questo tipo di misura si rilevano le caratteristiche di attuazione del dispositivo. Da notare 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 maggior forza elettrostatica necessaria per mantenere attuato il dispositivo rispetto a quella necessaria a portare il ponte in riposo. Come si può vedere per un dispositivo shunt dalla figura 3.5 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.

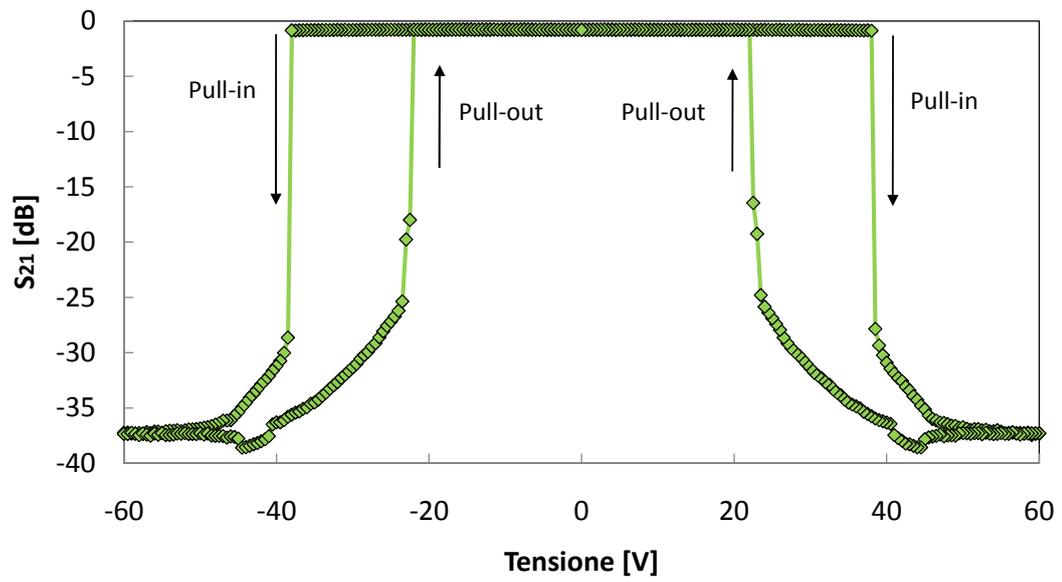


Figura 3.5: Parametro S_{21} alla porta d'uscita in funzione della tensione al pad di attuazione per uno switch shunt.

3.1.2 Programma Labview

L'interfaccia grafica del programma Labview utilizzato per effettuare la misura "Dc sweep classico 2009b" è presentato in figura 3.6.

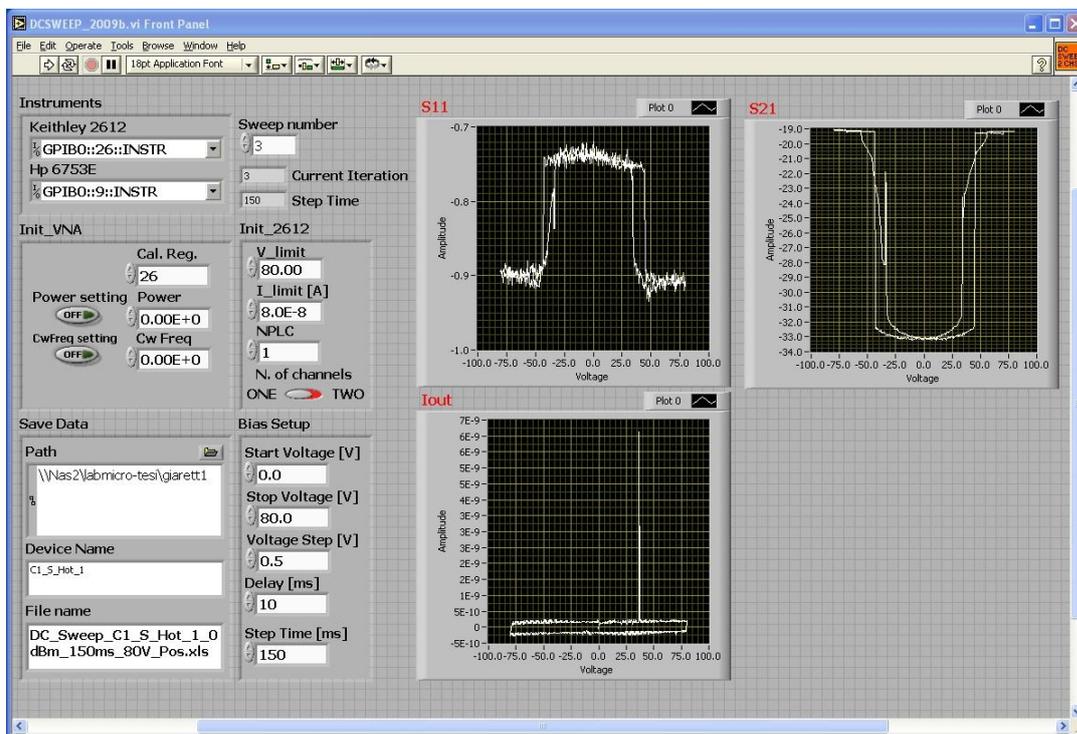


Figura 3.6: Programma Labview utilizzato per il DC Sweep classico 2009b.

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 perchè lo strumento potrebbe limitare la tensione applicata al canale e quindi compromettere la misura. Nel programma Labview 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.

3.2 TLP HV su punte

3.2.1 Descrizione del sistema di misura

Gli strumenti utilizzati nel TLP HV su punte sono visibili in figura 3.7.

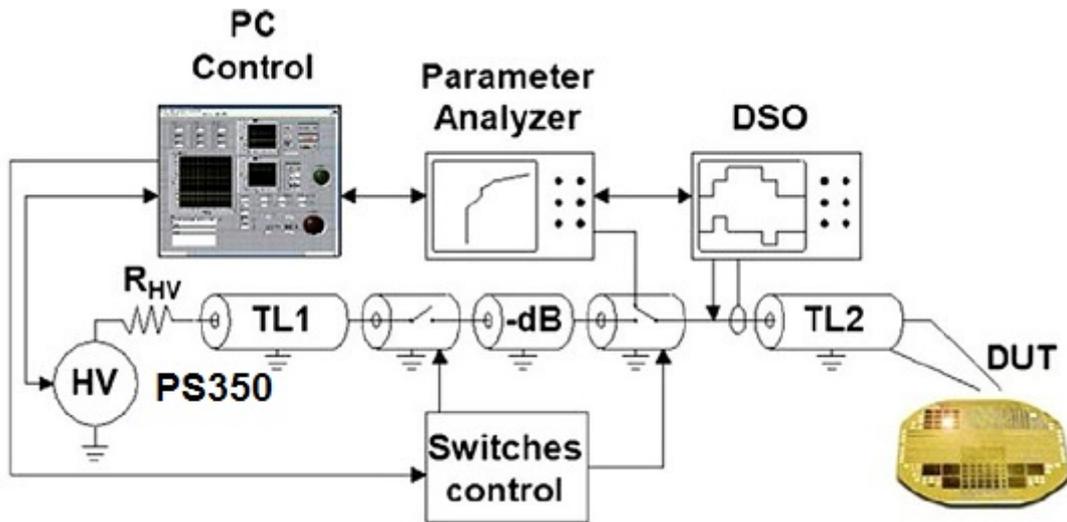


Figura 3.7: Set-up di misura per il TLP HV su punte.

Sono presenti un generatore di tensione (Keithley 2612), un generatore di alta tensione (High Voltage Power Supply PS350), un oscilloscopio (DSO Tektronix TDS 680B). Tramite l'interfaccia GP-IB vengono comandati i vari strumenti. Attraverso il programma LabView, descritto nel paragrafo successivo, dopo aver configurato i vari strumenti, viene impostato il ciclo di misura che prevede l'attuazione del dispositivo, la generazione della scarica dal TLP, la rilevazione delle forme di tensione e corrente, la disattuazione del dispositivo e la misura della corrente di leakage. Ogni dato acquisito viene salvato in un file di testo per poter essere poi elaborato.

3.2.2 Programma Labview TLP HV su punte

L'interfaccia grafica del programma Labview utilizzato per effettuare la misura "TLP HV su punte" è riportata di seguito.

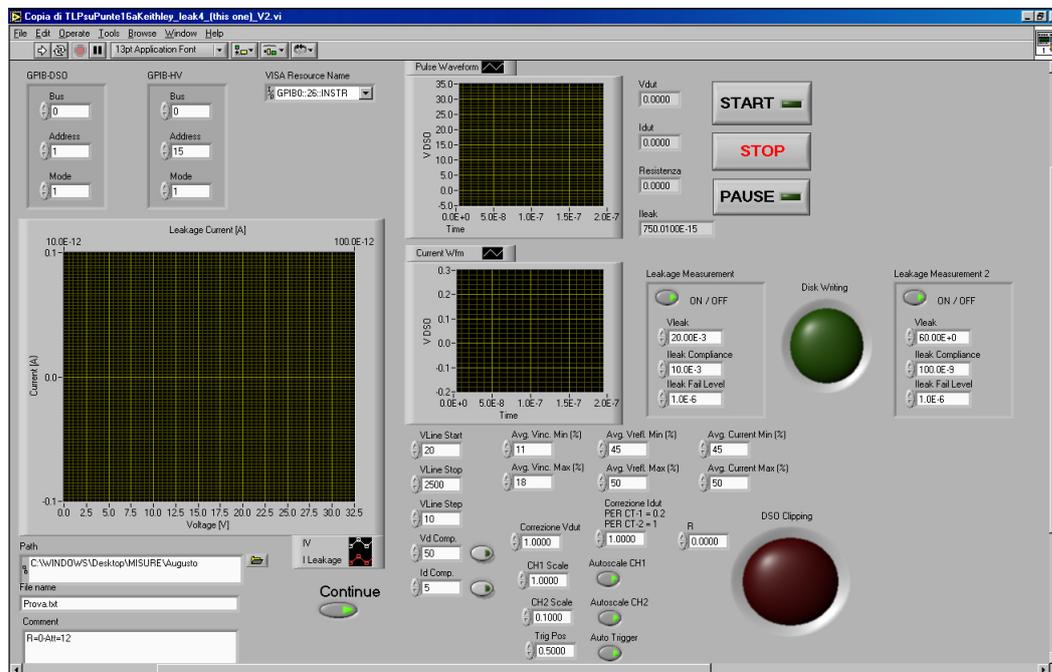


Figura 3.8: Programma Labview TLP HV su punte.

A sinistra dell'interfaccia vi è la sezione di output del programma. Vengono riportate le caratteristiche I-V dello stress oltre alle forme d'onda acquisite dall'oscilloscopio. In basso si specifica il nome del file dove verranno salvati i dati oltre a poter specificare qualche eventuale commento che verrà inserito. Nella parte sopra sono presenti i controlli per impostare gli indirizzi GPIB dei vari strumenti. La sezione di destra è dedicata alle impostazioni da fornire ai vari strumenti. Troviamo le seguenti impostazioni:

- tre bottoni per avviare, fermare o mettere in pausa il ciclo di misura;
- il canale A del generatore Keithley 2612 usato per la misura di leakage del dispositivo;
- il canale B del generatore Keithley 2612 usato per fornire la tensione di attuazione al dispositivo;

- una sezione di parametri che servono all'oscilloscopio per effettuare le misure;
- una sezione necessaria per specificare al HV supply i limiti di tensione da generare e lo step di incremento.

Il funzionamento del programma è schematizzato in figura 3.9. Il ciclo di misura viene interrotto dall'operatore quando viene a verificarsi la condizione di microwelding. Essa viene identificata quando nelle fase di misura del leakage la corrente misurata ha un valore molto più elevato rispetto al valore iniziale. Ciò accade perchè, invece di misurare un circuito aperto ovvero con resistenza elevata (corrente di leakage piccolissima), si misura una corrente relativamente elevata, indice di una resistenza piccola, a causa di una microfusione che porta ad avere un circuito chiuso, teoricamente un cortocircuito.

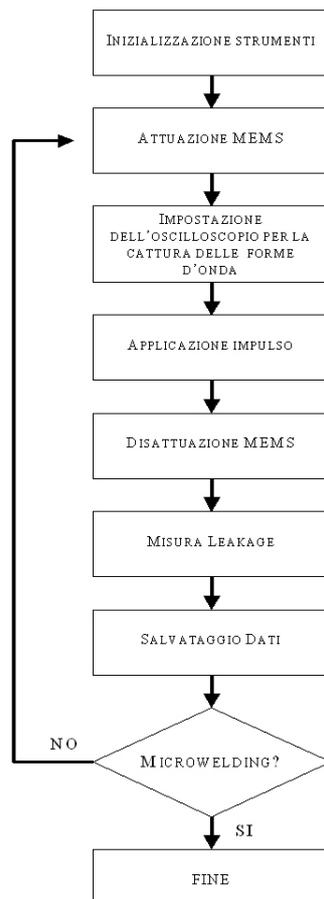


Figura 3.9: Set-up di misura per il TLP HV su punte.

3.3 Impulsatore stato solido HP8114 su ponte

3.3.1 Descrizione del sistema di misura

Gli strumenti utilizzati nel TLP HP8114 su ponte sono visibili in figura 3.10.

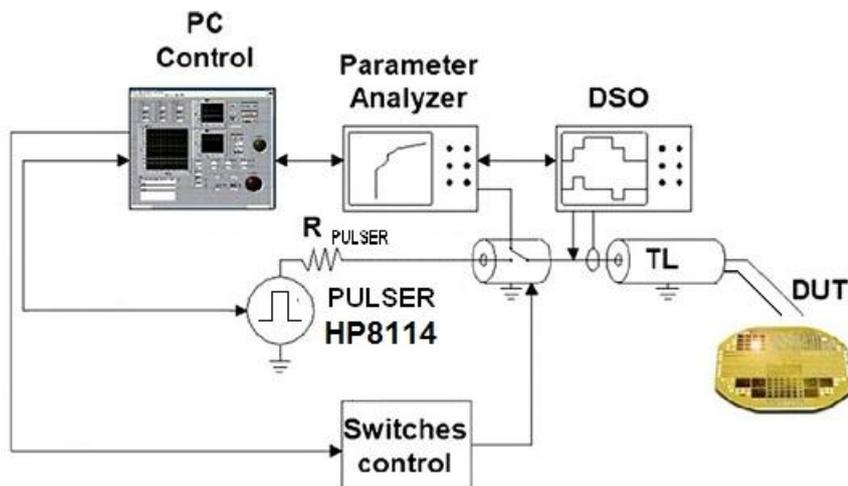


Figura 3.10: Setup di misura impulsivo basato su HP8114A.

Sono presenti un generatore di tensione (Keithley 2612), un generatore di impulsi (HP8114), un oscilloscopio (Tektronix TDS 680B).

Tramite l'interfaccia GP-IB vengono comandati i vari strumenti. Attraverso il programma LabView, descritto nel paragrafo successivo, dopo aver configurato i vari strumenti, viene impostato il ciclo di misura che prevede l'attuazione del dispositivo, la generazione dell'impulso, la rilevazione delle forme di tensione e corrente, la disattuazione del dispositivo e misura della corrente di leakage. Ogni dato acquisito viene salvato in un file di testo per poter essere poi elaborato.

3.3.2 Programma Labview Impulsatore stato solido HP8114 su ponte

L'interfaccia grafica del programma Labview utilizzato per effettuare la misura "Impulsatore a stato solido HP8114 su ponte" è simile a quella del TLP HV su ponte ed è riportata di seguito in figura 3.11.

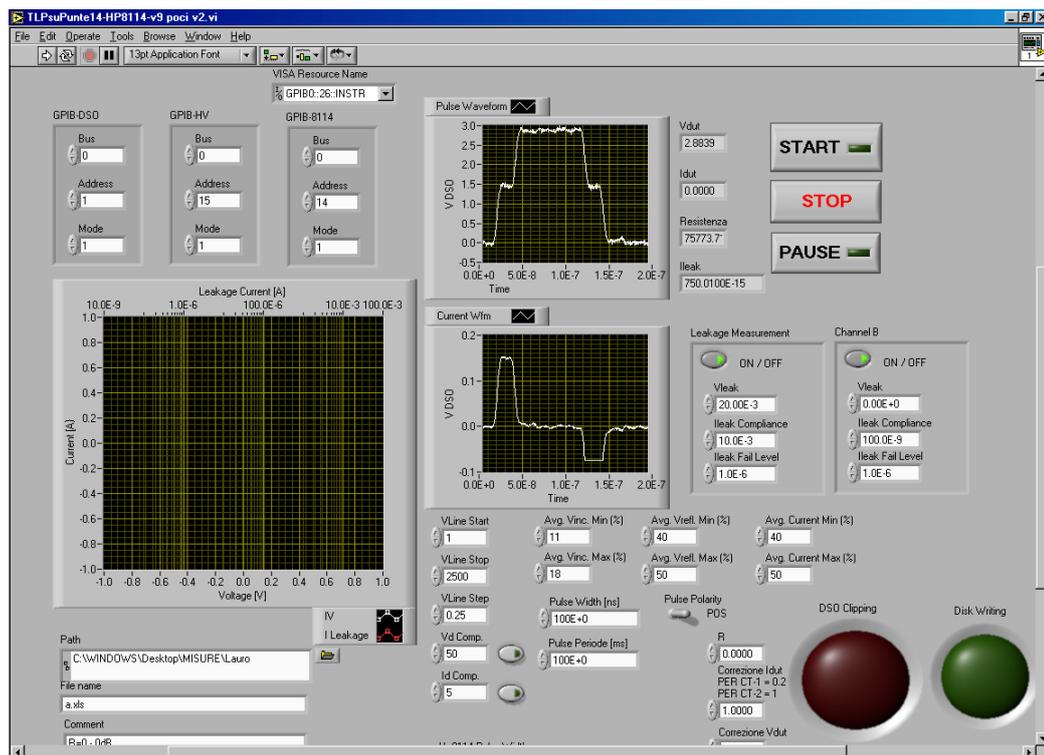


Figura 3.11: Programma Labview Impulsatore stato solido HP8114 su ponte.

A sinistra dell'interfaccia vi è la sezione di output del programma. Vengono riportate le caratteristiche I-V dello stress oltre alle forme d'onda acquisite dall'oscilloscopio. In basso si specifica il nome del file dove verranno salvati i dati oltre a poter specificare qualche eventuale commento che verrà inserito. Nella parte sopra sono presenti i controlli per impostare gli indirizzi GPIB dei vari strumenti.

La sezione di destra è dedicata alle impostazioni da fornire ai vari strumenti. Troviamo le seguenti impostazioni:

- tre bottoni per avviare, fermare o mettere in pausa il ciclo di misura;
- il canale A del generatore Keithley 2612 usato per la misura di leakage del dispositivo;
- il canale B del generatore Keithley 2612 usato per fornire la tensione di attuazione al dispositivo;
- una sezione di parametri che servono all'oscilloscopio per effettuare le misure;

- una sezione necessaria per specificare al HV supply i limiti di tensione da generare e lo step di incremento;
- una sezione per specificare la durata dell'impulso per il generatore HP8114.

Il funzionamento del programma è pressochè identico al TLP HV su punte, dove viene sostituito il generatore alta tensione con un generatore impulsato a stato solido in cui si può specificare la durata dell'impulso.

3.4 Profilometro PolyTec MSA-500

Il profilometro PolyTec MSA-500 viene qui usato per la possibilità di fornire topografie dettagliate dei dispositivi MEMS. Essendo uno strumento ottico non si intaccano le caratteristiche fisiche dei dispositivi ed è possibile fare anche delle misure sulla dinamica di attuazione.



Figura 3.12: Profilometro Polytec MSA-500 montato su probe station Cascade REL-4800 e tavolo antivibrante

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 diretta verso una superficie di riferimento (ad esempio uno specchio) e l'altra parte 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 frangie di interferenza che possono essere rilevate, ad esempio, da una telecamera. La larghezza delle frangie di 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, per esempio, una sorgente monocromatica tipo luce verde. Muovendo lo specchio di riferimento la riflessione cambia di 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:

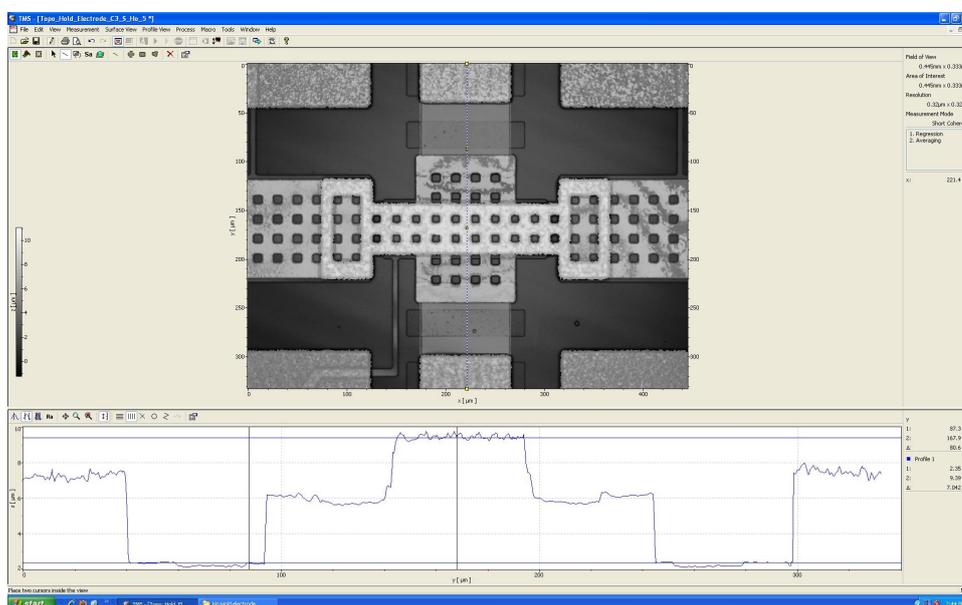


Figura 3.13: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500

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 elaborazioni numeriche accedendo al menu Process, ad esempio regressione lineare, media, sottrazione, etc. Con le apposite funzioni è possibile poi ricavare i profili lungo determinate linee di interesse per andare a misurare le dimensioni fisiche dell'oggetto in esame.

Inoltre con l'apposita funzione è possibile ottenere una ricostruzione tridimensionale che aiuta a comprendere meglio la struttura del dispositivo in esame.

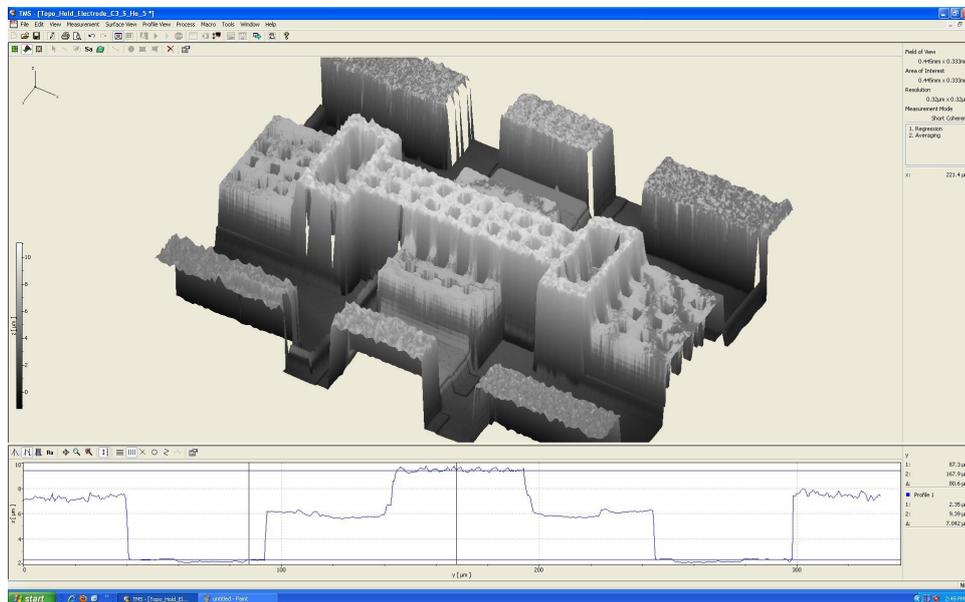


Figura 3.14: Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 3D

Capitolo 4

Risultati dei test

In questo capitolo vengono riportati i risultati ottenuti dai diversi setup di misura utilizzati. Si trovano inoltre alcune rilevazioni fatte riguardo ai punti di microfusione che si sono incontrati durante le prove.

4.1 DC Sweep classico 2009b

Riportiamo di seguito alcuni grafici dei parametri S misurati sui dispositivi. Sono stati rilevati i parametri S11 e S21 della linea di trasmissione MEMS, oltre alla corrente di attuazione. Questi dati sono serviti a ricavare le tensioni di attuazione dei dispositivi nonché a valutarne l'effettivo funzionamento elettromeccanico. Infatti come nel caso riportato in figura il dispositivo non si attua correttamente: il parametro S11 rimane circa a 0,1dB cioè il segnale viene riflesso alla sorgente e il parametro S21 rimane a -25dB.

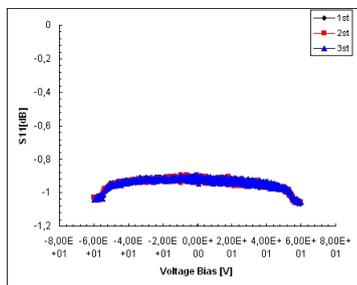


Figura 4.1: Parametro di scattering S11 dispositivo difettoso C Ref.

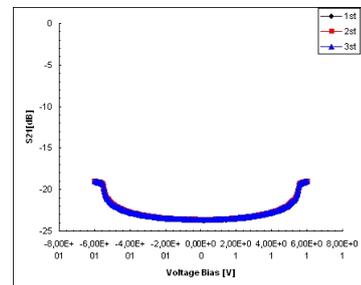


Figura 4.2: Parametro di scattering S21 dispositivo difettoso C Ref.

Dispositivi tipologia Ref.

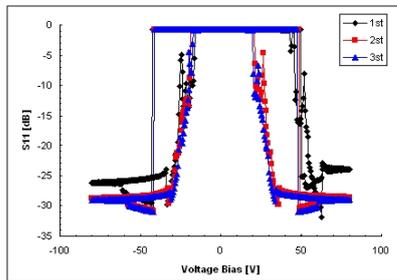


Figura 4.3: Parametro di scattering S11 dispositivo S Ref.

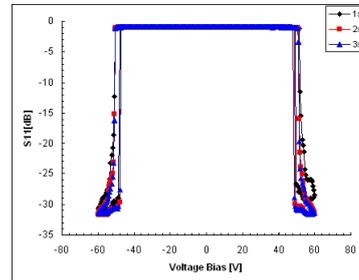


Figura 4.4: Parametro di scattering S11 dispositivo C Ref.

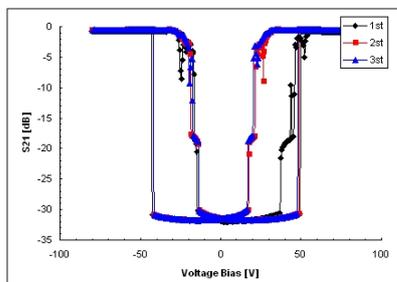


Figura 4.5: Parametro di scattering S21 dispositivo S Ref.

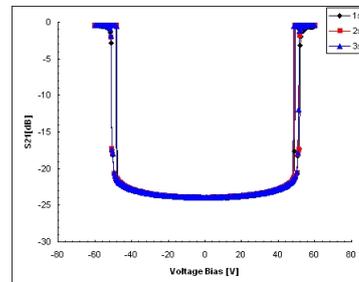


Figura 4.6: Parametro di scattering S21 dispositivo C Ref.

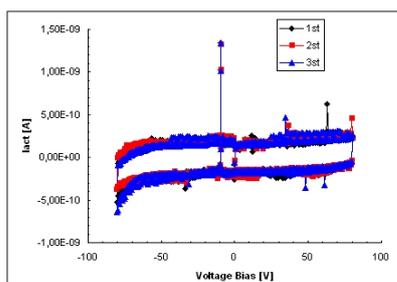


Figura 4.7: Corrente di attuazione dispositivo S Ref.

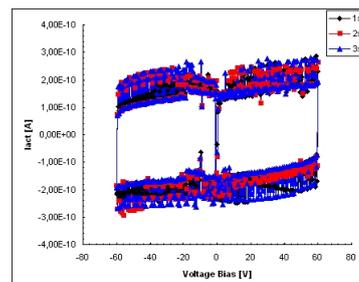


Figura 4.8: Corrente di attuazione dispositivo C Ref.

Dispositivi tipologia Stopping Pillars.

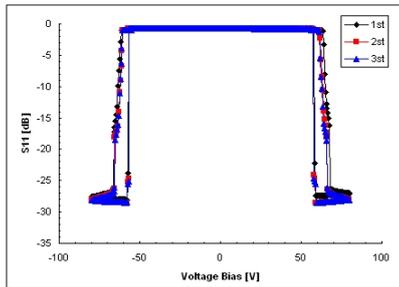


Figura 4.9: Parametro di scattering S11 dispositivo S Stopping Pillars.

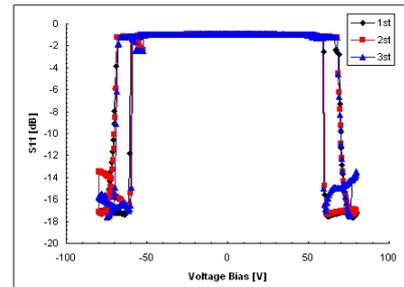


Figura 4.10: Parametro di scattering S11 dispositivo C Stopping Pillars.

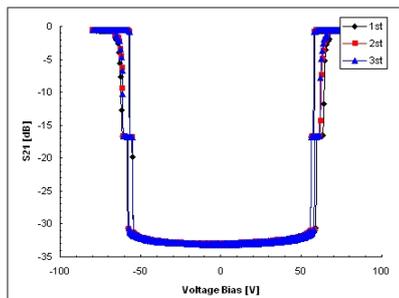


Figura 4.11: Parametro di scattering S21 dispositivo S Stopping Pillars.

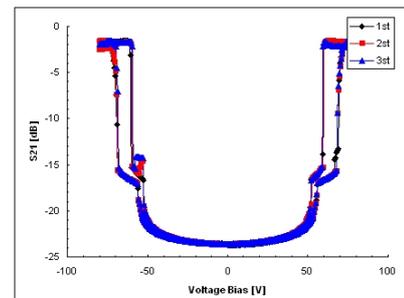


Figura 4.12: Parametro di scattering S21 dispositivo C Stopping Pillars.

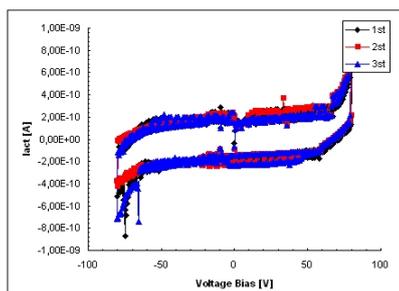


Figura 4.13: Corrente di attivazione dispositivo S Stopping Pillars.

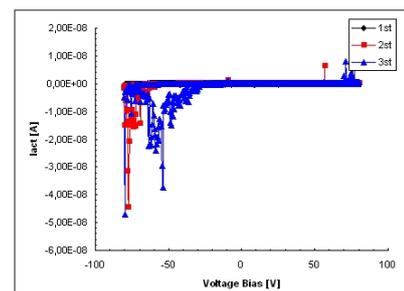


Figura 4.14: Corrente di attivazione dispositivo C Stopping Pillars.

Dispositivi tipologia Hold Electrode.

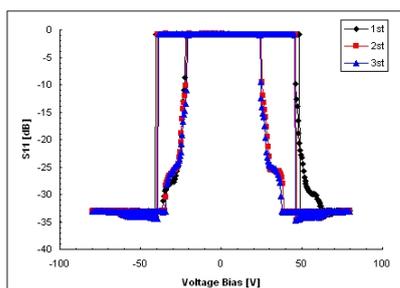


Figura 4.15: Parametro di scattering S11 dispositivo S Hold Electrode.

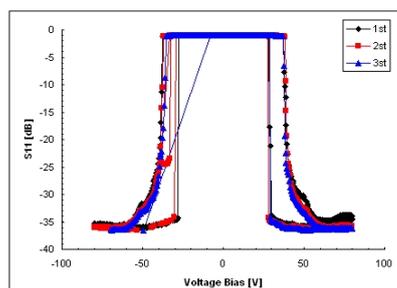


Figura 4.16: Parametro di scattering S11 dispositivo C Hold Electrode.

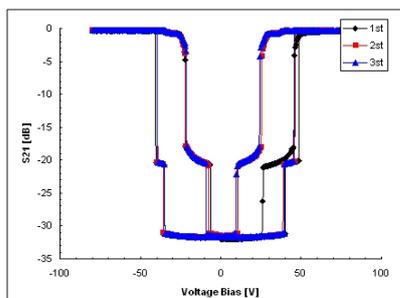


Figura 4.17: Parametro di scattering S21 dispositivo S Hold Electrode.

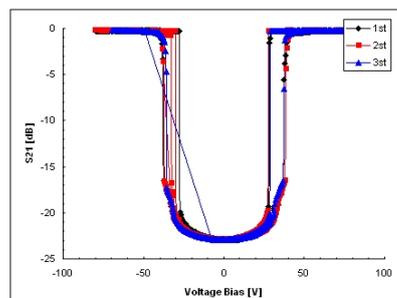


Figura 4.18: Parametro di scattering S21 dispositivo C Hold Electrode.

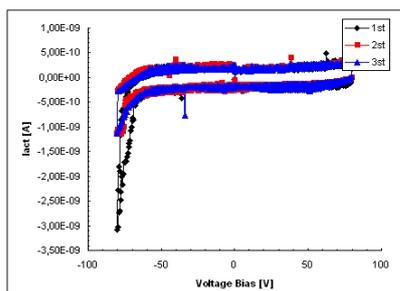


Figura 4.19: Corrente di attivazione dispositivo S Hold Electrode.

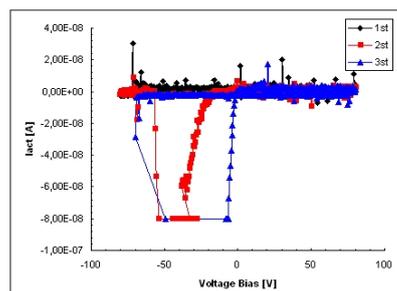


Figura 4.20: Corrente di attivazione dispositivo C Hold Electrode.

Dispositivi tipologia Hot Switch.

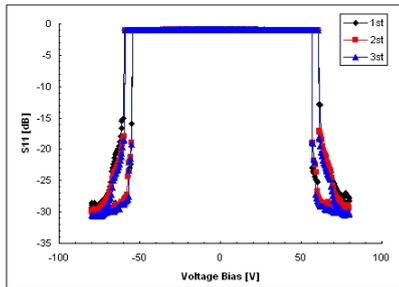


Figura 4.21: Parametro di scattering S11 dispositivo S Hot Switch.

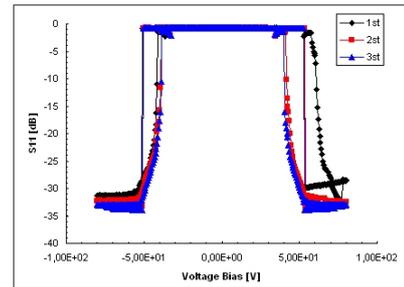


Figura 4.22: Parametro di scattering S11 dispositivo C Hot Switch.

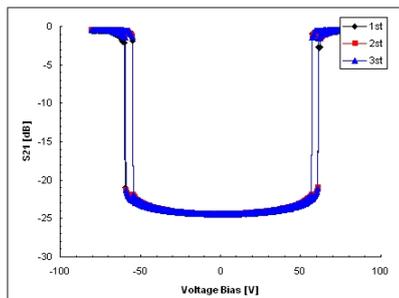


Figura 4.23: Parametro di scattering S21 dispositivo S Hot Switch.

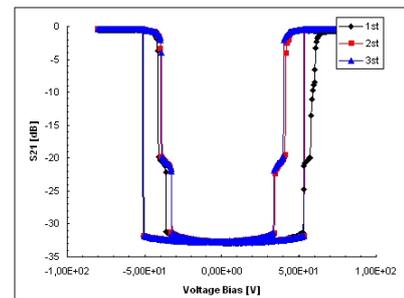


Figura 4.24: Parametro di scattering S21 dispositivo C Hot Switch.

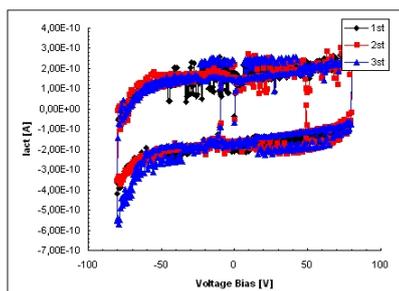


Figura 4.25: Corrente di attuazione dispositivo S Hot Switch.

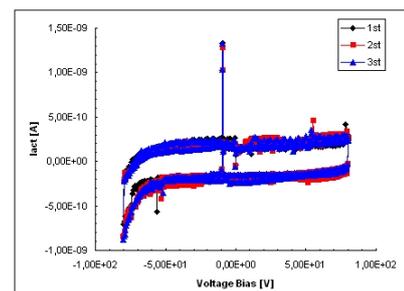


Figura 4.26: Corrente di attuazione dispositivo C Hot Switch.

Dispositivi tipologia Lever mechanism.

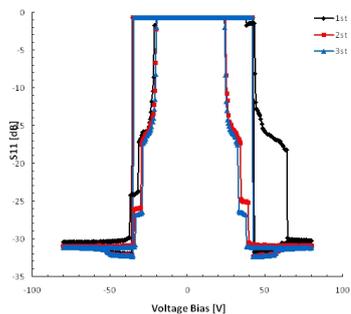


Figura 4.27: Parametro di scattering S11 dispositivo S lever mech.

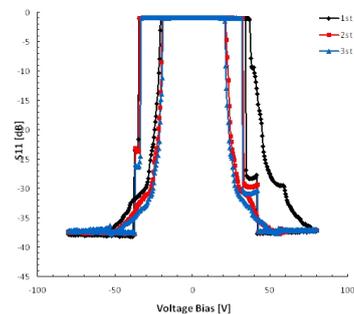


Figura 4.28: Parametro di scattering S11 dispositivo C lever mech.

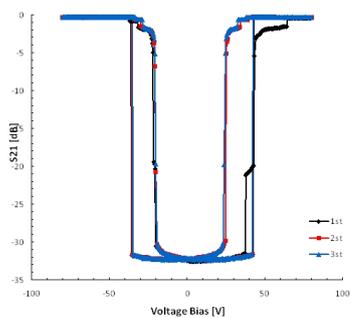


Figura 4.29: Parametro di scattering S21 dispositivo S lever mech.

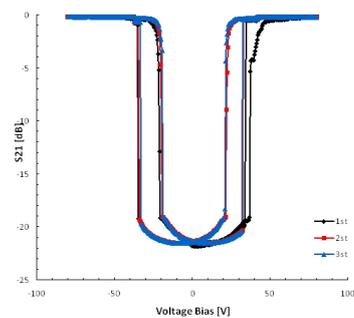


Figura 4.30: Parametro di scattering S21 dispositivo C lever mech.

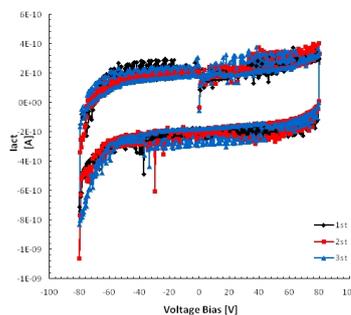


Figura 4.31: Corrente di attuazione dispositivo S lever mech.

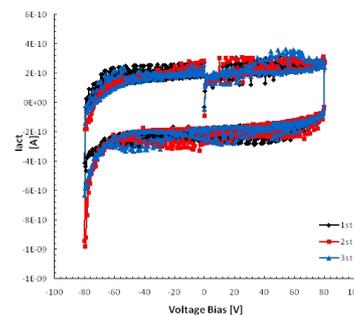


Figura 4.32: Corrente di attuazione dispositivo C lever mech.

Dispositivi tipologia Snake Ohmic.

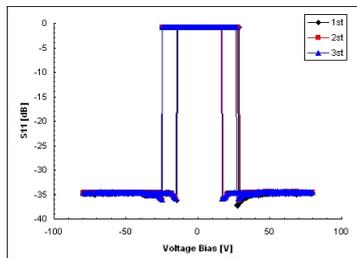


Figura 4.33: Parametro di scattering S21 dispositivo Snake Ohmic.

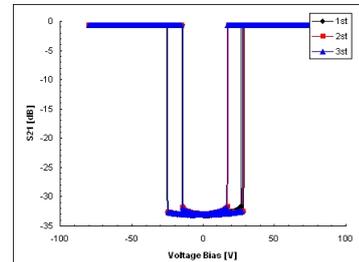


Figura 4.34: Parametro di scattering S21 dispositivo Snake Ohmic.

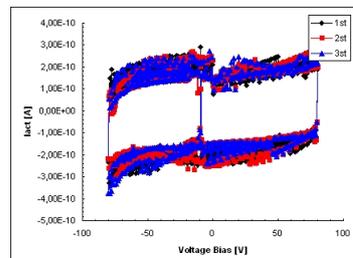


Figura 4.35: Corrente di attuazione dispositivo Snake Ohmic

Come si nota dai grafici la prima attuazione dei dispositivi porta ad un andamento incerto della caratteristica. Questo accade perchè il dispositivo è nuovo e necessita di qualche attuazione prima di assestarsi nelle prestazioni. Infatti già alla terza attuazione le performance diventano pressochè definitive.

Riportiamo qui un fenomeno osservato riguardante lo stress con TLP. È stata eseguita una nuova caratterizzazione in quei dispositivi che dopo lo stress si sono ripristinati alla condizione iniziale. Si nota che, dopo il TLP, si ha un miglioramento dei parametri S del dispositivo. Viene qui riportata una comparazione di esempio.

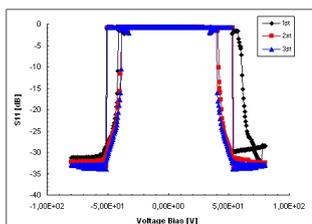


Figura 4.36: Parametro di scattering S11 dispositivo S Hot Switch.

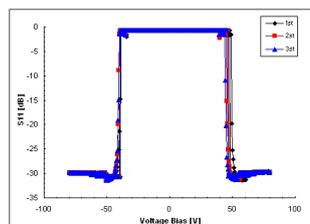


Figura 4.37: Parametro di scattering S11 dispositivo S Hot Switch dopo TLP.

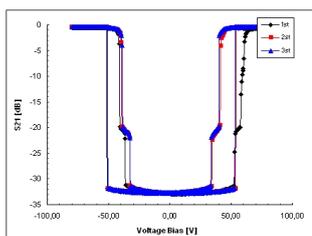


Figura 4.38: Parametro di scattering S21 dispositivo S Hot Switch.

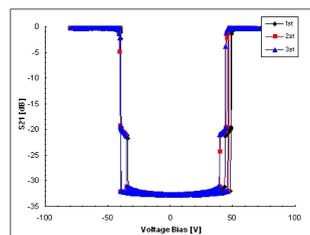


Figura 4.39: Parametro di scattering S21 dispositivo S Hot Switch dopo TLP.

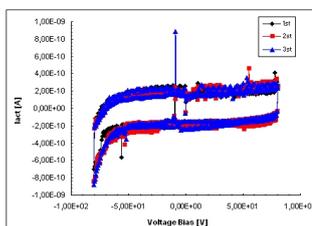


Figura 4.40: Corrente di attivazione dispositivo S Hot Switch.

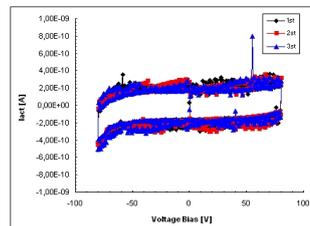


Figura 4.41: Corrente di attivazione dispositivo S Hot Switch dopo TLP.

4.2 TLP HV su punte

Riportiamo di seguito alcuni grafici significativi degli stress effettuati con il TLP HV su punte. Vengono riportati le caratteristiche I-V durante lo stress per due tipologie di dispositivi S e C. I dispositivi S sono interruttori shunt a forma di ponte completo mentre i dispositivi C sono dei cantilever ovvero a forma di travi sospese.

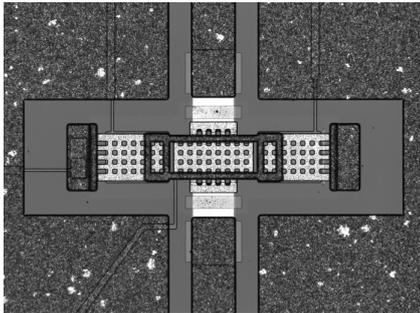


Figura 4.42: Foto dispositivo fresh S Lever mech.

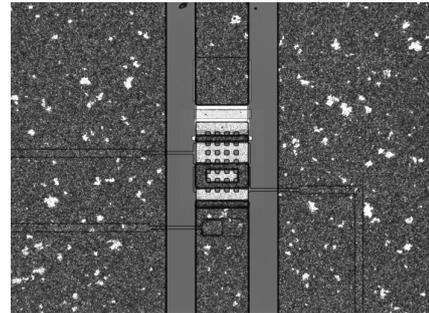


Figura 4.43: Foto dispositivo fresh C Lever mech.

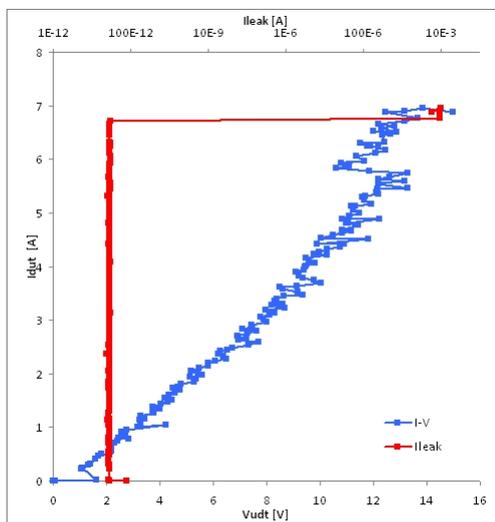


Figura 4.44: Caratteristica I-V e I leakage dispositivo S Lever mech.

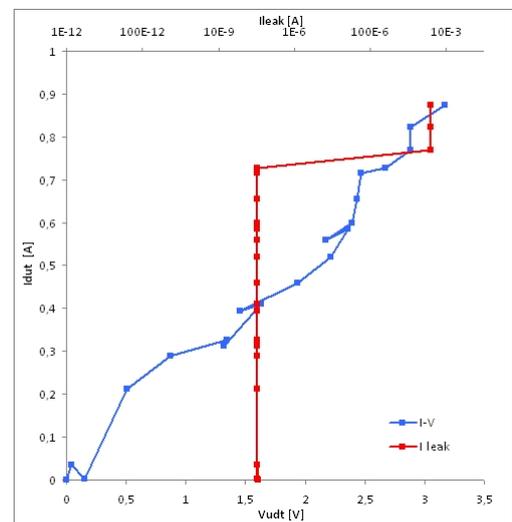


Figura 4.45: Caratteristica I-V e I leakage dispositivo C Lever mech.

Si nota al centro di ogni foto la linea RF interrotta dall'interruttore MEMS. Nel caso del dispositivo tipo S la membrana di contatto è sospesa con una strut-

tura a ponte (2 contatti). Nel tipo C la struttura è a trave sospesa (1 contatto).

Riportiamo in ultima considerazione una tipologia diversa di interruttore: lo Snake ohmico caratterizzato da una ampia membrana .

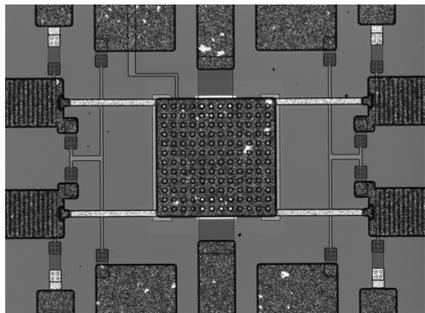


Figura 4.46: Foto dispositivo fresh Snake Ohmic.

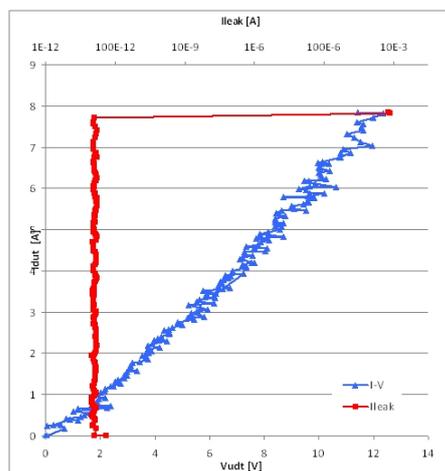


Figura 4.47: Caratteristica I-V e I leakage dispositivo Snake Ohmic.

Le dimensioni del dispositivo unite alla particolarità delle sospensioni della membrana portano ad avere un punto di microfusione ad una corrente elevata pari a 7.8A

4.3 Impulsatore stato solido HP8114 su punte

Riportiamo di seguito alcuni dati comparativi con il TLP HV su punte. I limiti dello strumento sono 0-2A di corrente e 0-100 V ,in alta impedenza, come valore massimo di tensione dell'impulso. Nel caso di dispositivi particolarmente robusti le caratteristiche ottenute con questo metodo mappano la parte bassa della curva I-V ottenuta con il metodo TLP HV su punte.

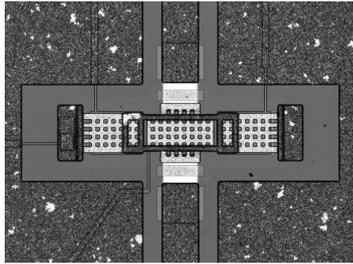


Figura 4.48: Foto dispositivo fresh S Lever mech.

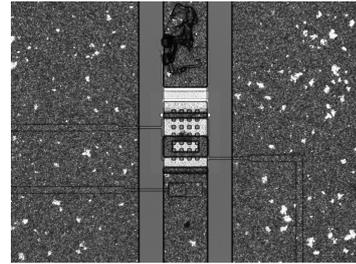


Figura 4.49: Foto dispositivo fresh C Lever mech.

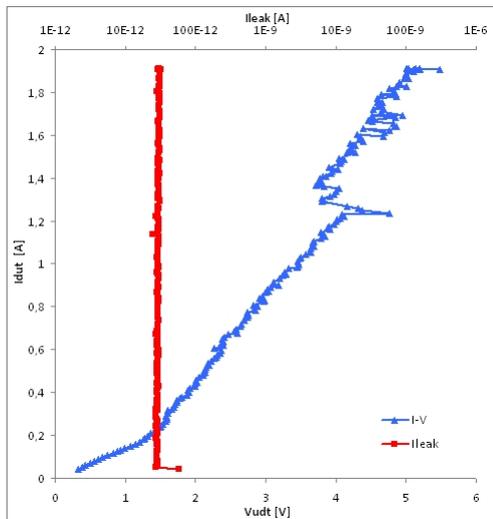


Figura 4.50: Caratteristica I-V e I leakage dispositivo S Lever mech.

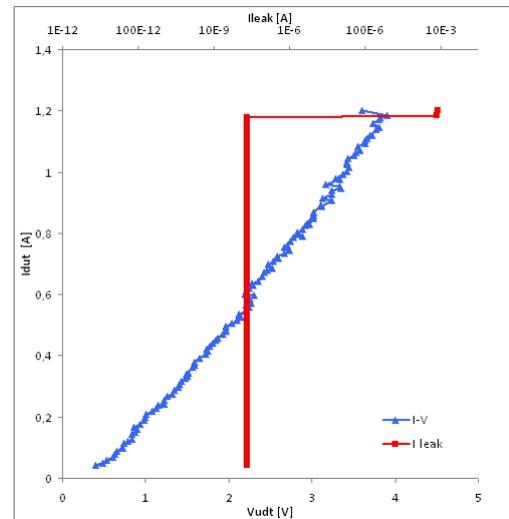


Figura 4.51: Caratteristica I-V e I leakage dispositivo C Lever mech.

4.4 Impulsatore stato solido HP8114 su ponte con durata impulsi variabile

Vengono qui riportati i dati relativi agli stress effettuati con TLP HP8114 su ponte su diversi dispositivi cambiando però la durata dell'impulso.

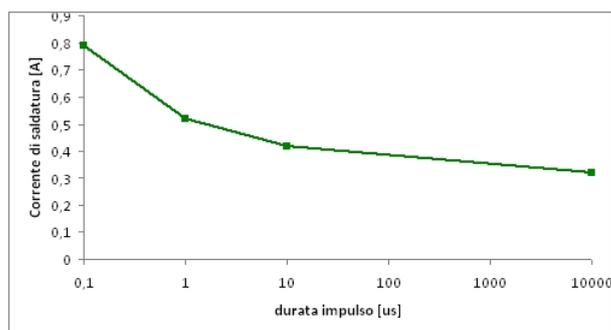


Figura 4.52: Andamento della corrente di saldatura al variare della durata dell'impulso

I dati sono stati ottenuti su una serie di dispositivi appartenenti alla stessa cella. Per la ottenere il valore della corrente con durata 10ms è stato necessario modificare la strumentazione usando una sonda di corrente Tektronix TCP0030 e un oscilloscopio Tektronix DPO 7354. In questo caso i dispositivi sono simili in dimensioni e fanno parte della stessa cella. L'andamento che ne emerge è decrescente. Ciò suggerisce una certa correlazione tra la durata dell'impulso e la corrente di saldatura. Purtroppo questo tipo di relazione varia in base al campione scelto anche se segue una legge di tipo decrescente.

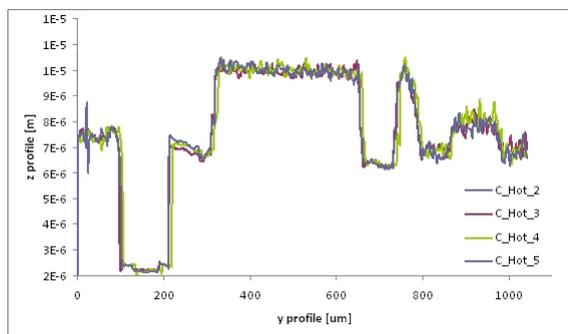


Figura 4.53: Sovrapposizione profili dei dispositivi testati variando la durata dell'impulso

4.5 Risultati al profilometro Polytec MSA-500

I dati ottenuti con il profilometro sono stati usati per capire lo stato del dispositivo sotto test. Per ogni dispositivo è stata eseguita una topografia prima e dopo lo stress in modo da valutare l'effettivo incollaggio del ponte ai contatti. Ciò è stato ripetuto anche a distanza di tempo per capire se effettivamente il dispositivo era permanentemente attuato oppure se la temporanea attuazione fosse dovuta a fenomeni di intrappolamento di carica.

Viene riportato di seguito un esempio di topografia di un dispositivo tipo S prima, dopo e la sottrazione delle due da cui si evince rapidamente l'effettiva attuazione permanente.

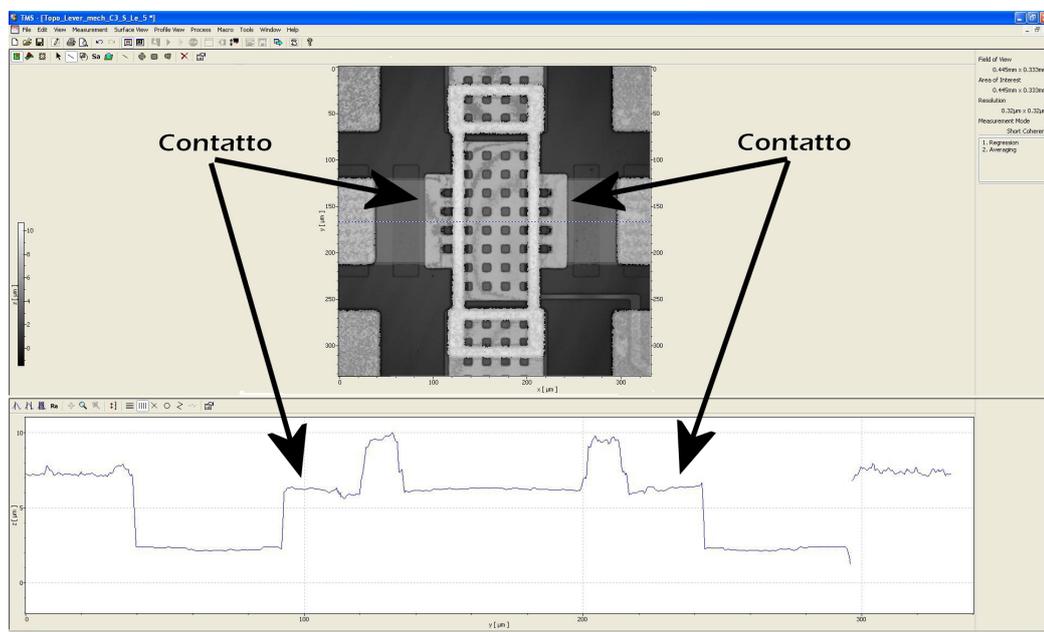


Figura 4.54: Topografia dispositivo S a ponte, non attuato e non stressato

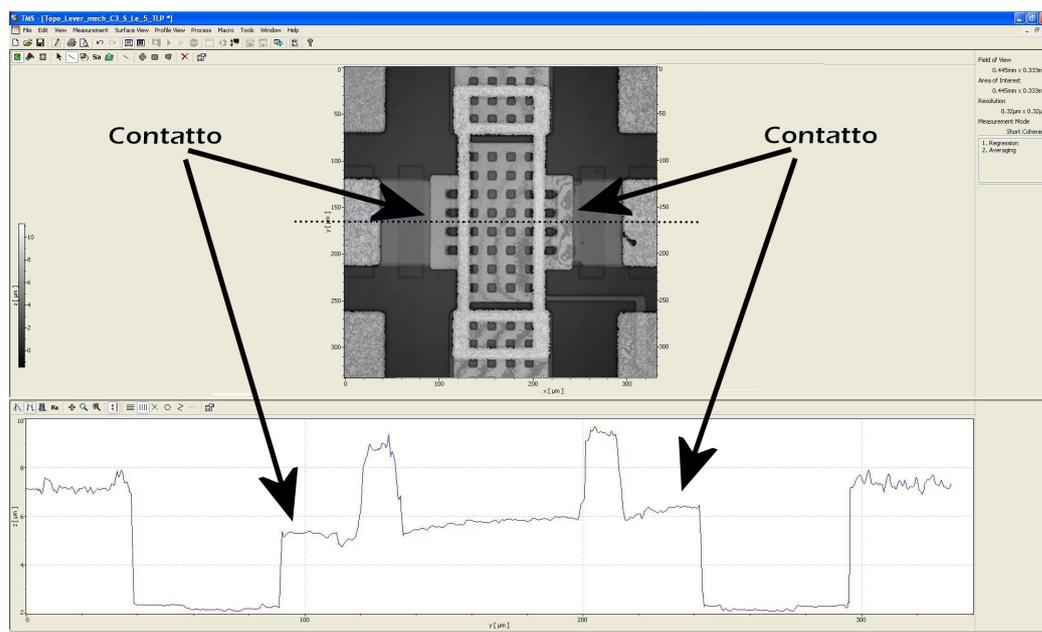


Figura 4.55: Topografia dispositivo S a ponte dopo stress

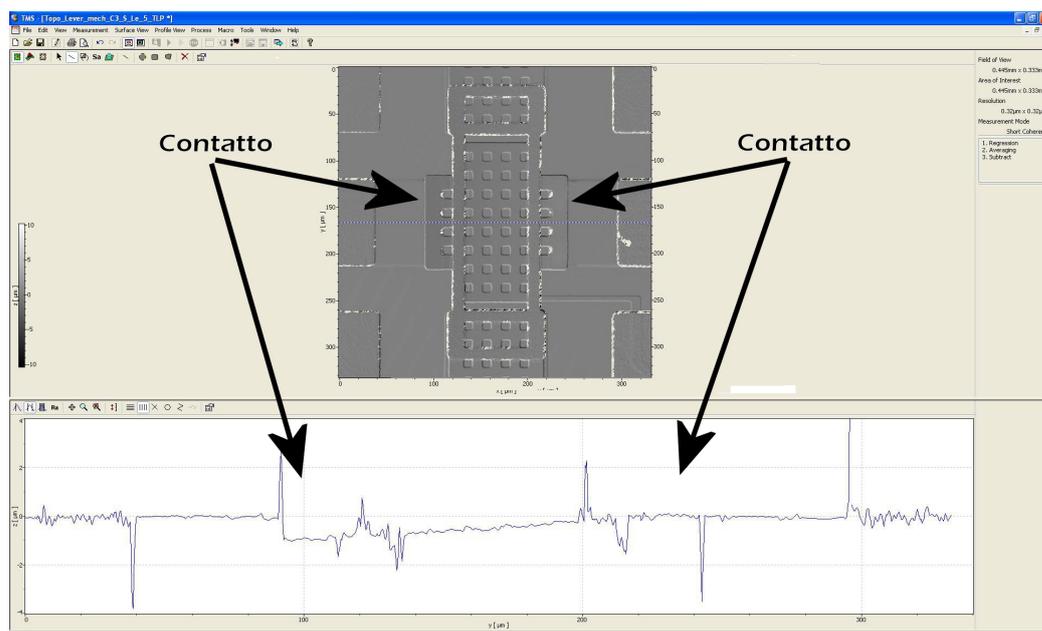


Figura 4.56: Elaborazione tramite funzione Subtract delle topografie dei dispositivi S prima e dopo lo stress

A riepilogo riportiamo qui sotto un grafico riassuntivo. Sono riportate tre curve relative al profilo (medesima coordinata x) del dispositivo nuovo (Fresh), dopo lo stress (Stress) e la differenza delle due (Fresh-Stress). Si può notare che il

dispositivo è rimasto saldato sul lato sinistro in maniera più forte rispetto al lato destro: la membrana infatti è inclinata verso sinistra e si ha uno spostamento massimo di 1 micron.

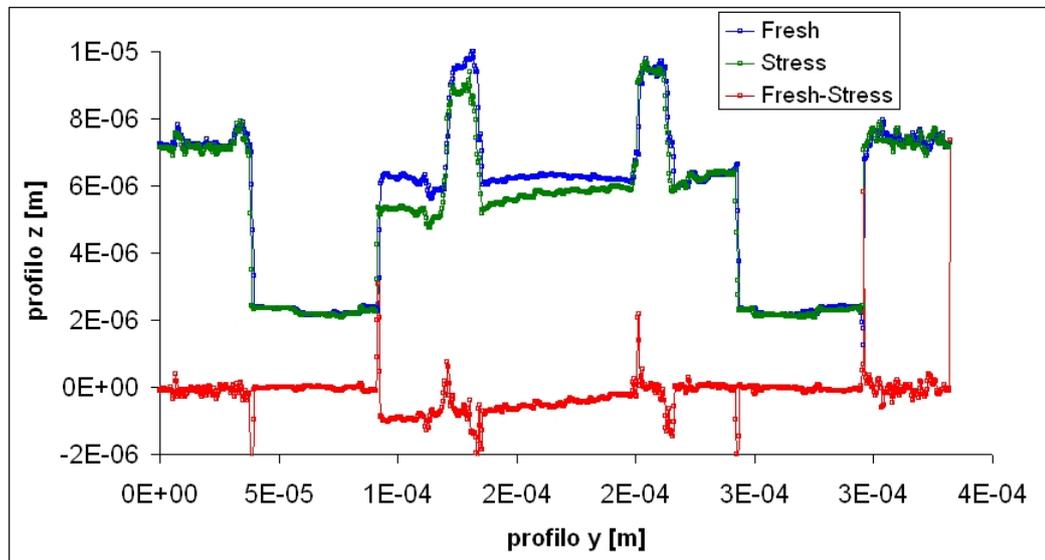


Figura 4.57: Grafico riepilogo dispositivo tipo S

A completezza viene riportato di seguito un esempio di topografia di un dispositivo tipo C prima, dopo e la sottrazione delle due da cui si evince l'effettiva attuazione permanente.

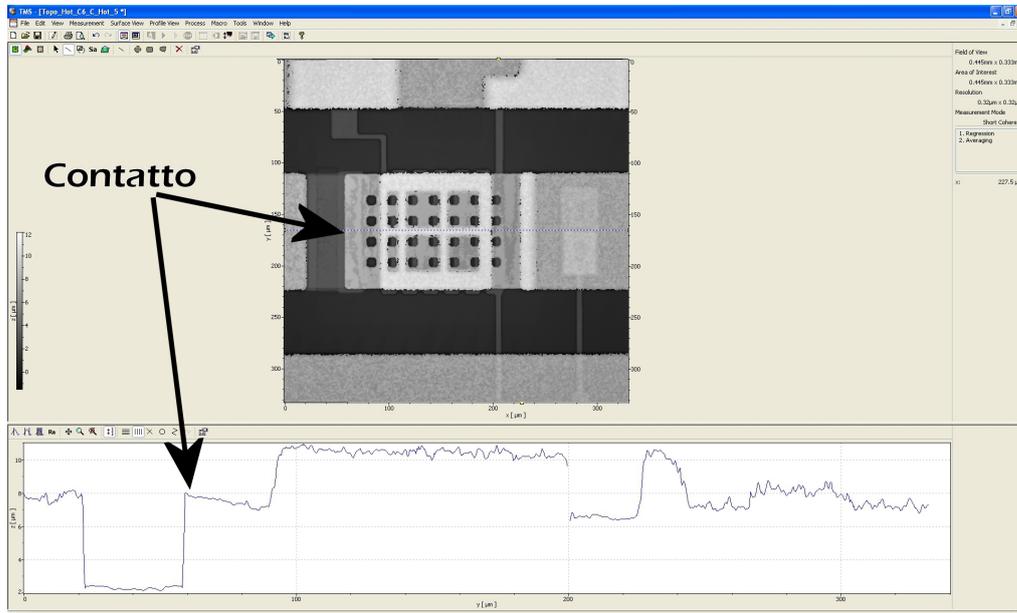


Figura 4.58: Topografia dispositivo C a cantilever, non attuato e non stressato

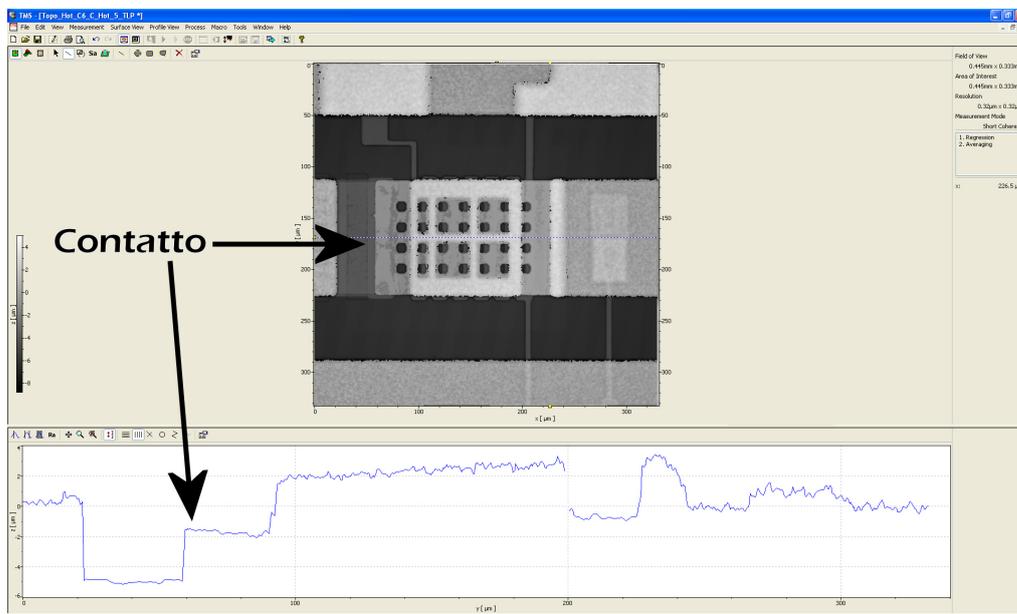


Figura 4.59: Topografia dispositivo C a cantilever dopo stress

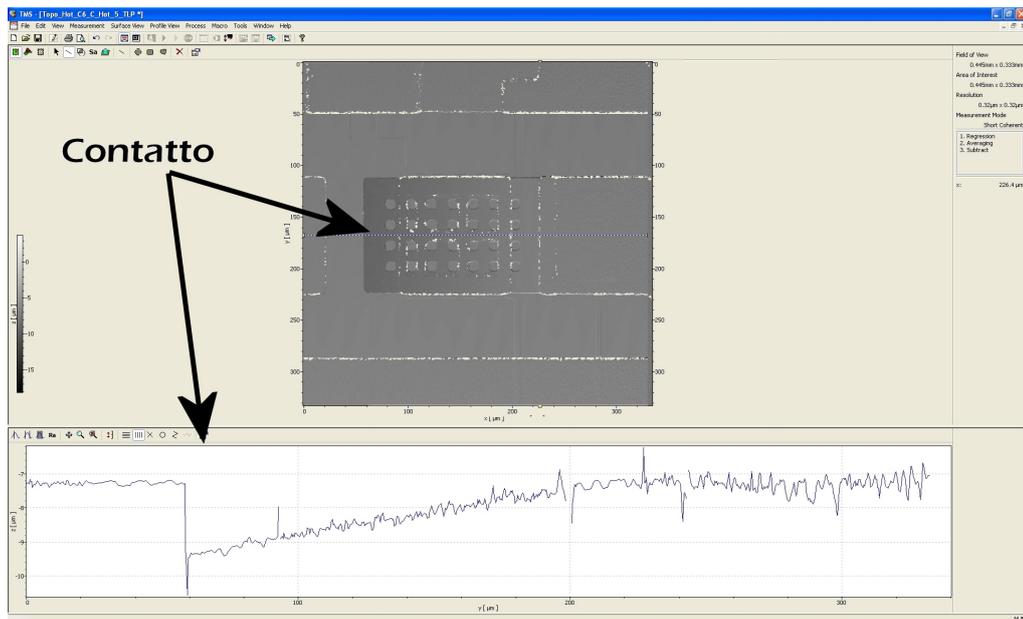


Figura 4.60: Elaborazione tramite funzione Subtract delle topografia dispositivo C prima e dopo lo stress

A riepilogo riportiamo qui sotto un grafico riassuntivo. Sono riportate tre curve relative al profilo (medesima coordinata x) del dispositivo nuovo (Fresh), dopo lo stress (Stress) e la differenza delle due (Fresh-Stress). Si può notare che il dispositivo è rimasto saldato sul lato sinistro ovvero al termine della trave nella parte libera. Lo spostamento corrisponde a circa 1,6 micron.

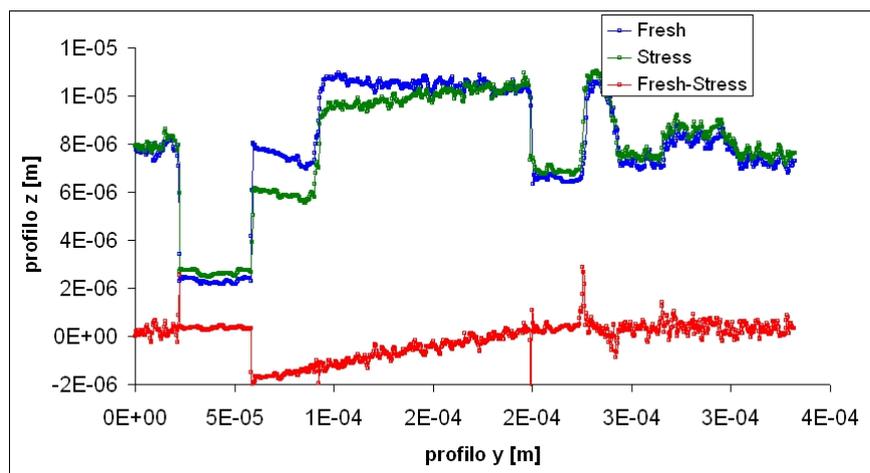


Figura 4.61: Grafico riepilogo dispositivo tipo C

4.6 Particolari nei punti di microwelding

Infine riportiamo alcune foto e topografie relative al fenomeno di microwelding in studio. Da notare come le microsaldature avvengano principalmente sul bordo della membrana e raramente sui contatti stessi.

Di seguito sono riportate le foto fatte dopo aver delicatamente ribaltato la membrana di un dispositivo di tipo C.

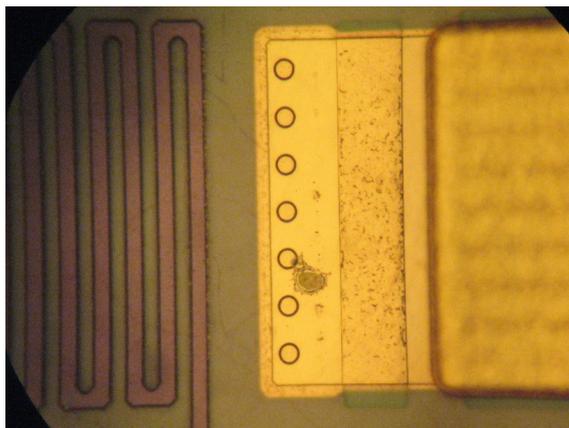


Figura 4.62: Foto relativa ai contatti RF di un dispositivo tipo C

Come si nota sulla stessa linea della fusione più grande sono presenti altre microfusioni che seguono praticamente il bordo della membrana. Esse si ritrovano anche sul bordo della parte sottostante della membrana stessa come si vede nella foto seguente.

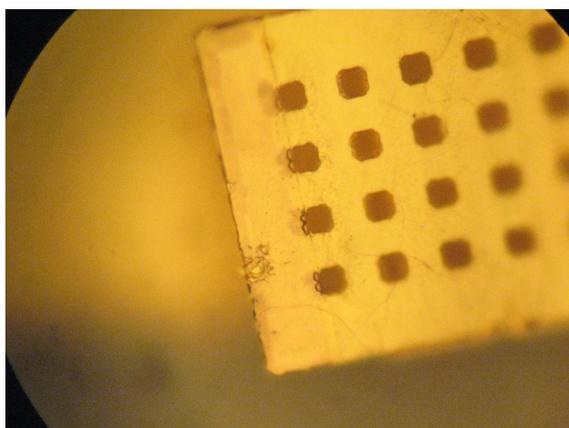


Figura 4.63: Foto relativa alla parte sottostante la membrana in corrispondenza dei contatti RF di un dispositivo tipo C

Per completezza si riporta una topografia effettuata con il profilometro del particolare dei contatti. Come si nota la microfusione non interessa principalmente i contatti rialzati.

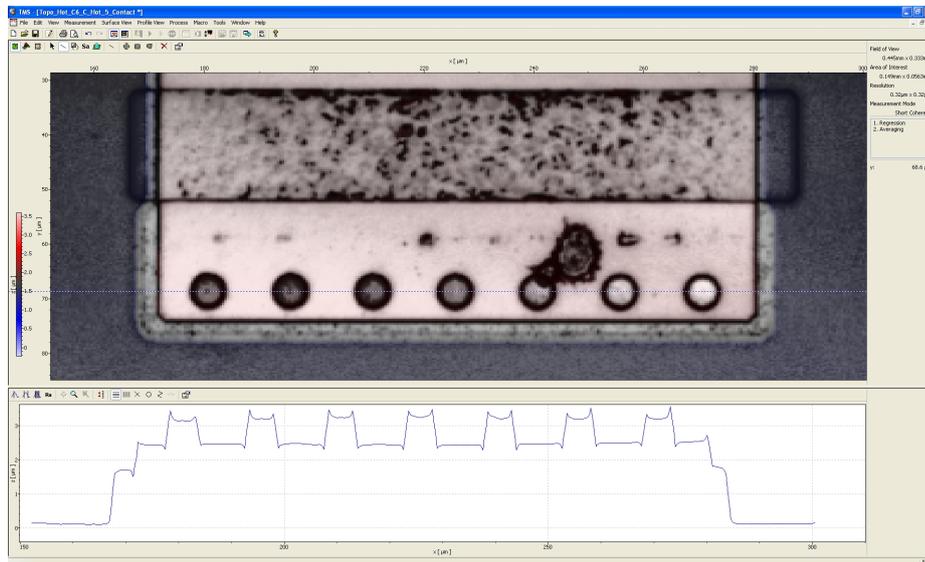


Figura 4.64: Particolare dei contatti al profilometro Polytec MSA-500

4.7 Meccanismo di restoring

Un metodo per riportare al funzionamento un interruttore MEMS, bloccato per microwelding, è riscaldare la zona interessata al fine di provocare il distacco della saldatura. Si è valutato lo spostamento della membrana del ponte sottoposta tramite il vibrometro doppler integrato nel profilometro Polytec MSA-500. Il riscaldamento è stato ottenuto grazie al meccanismo di restoring (una serpentina resistiva) integrata nel substrato di silicio del dispositivo. Nella foto è possibile vederne una possibile implementazione.

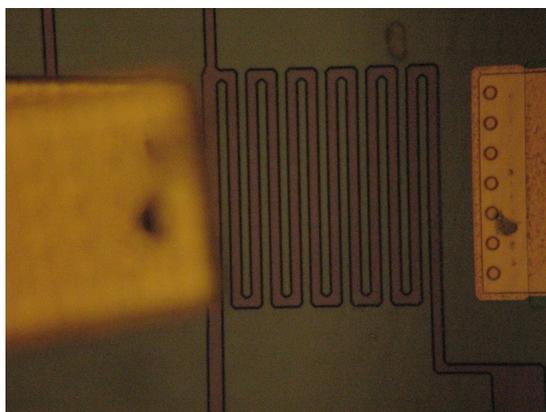


Figura 4.65: Serpentina resistiva presente sotto il ponte di un dispositivo tipo C.

Il segnale applicato è un'onda quadra di durata 100ms tale da generare una corrente di circa 4mA. Lo spostamento della membrana è stato di circa 120 nm come si vede in figura.

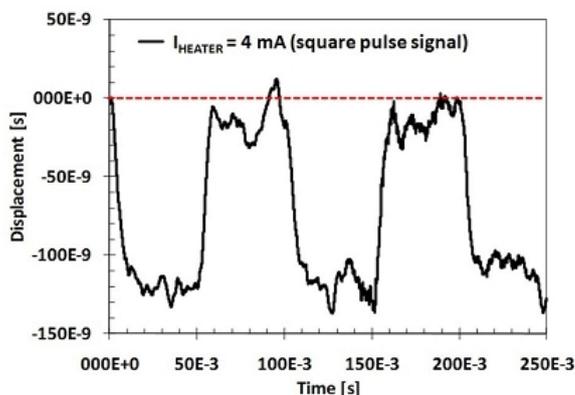


Figura 4.66: Spostamento della membrana sospesa indotto dal calore.

Un'analisi dinamica dello spostamento della membrana indotto dal calore è stato effettuato usando come segnale di comando un periodic chirp tale da fornire una corrente di 2mA.

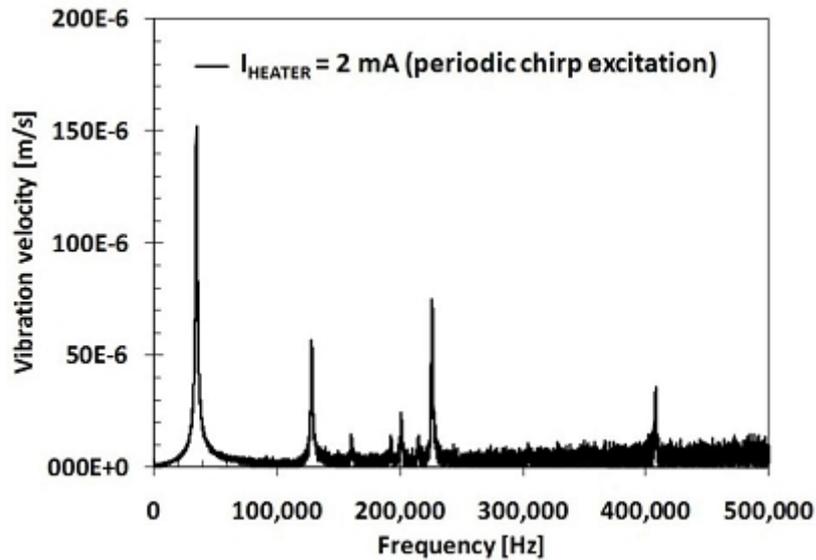


Figura 4.67: Risposta in frequenza dello spostamento della membrana sospesa indotto dal calore.

Si è poi indotta una microfusione tramite TLP HV su punte. Di seguito il grafico della caratteristica I-V ottenuta.

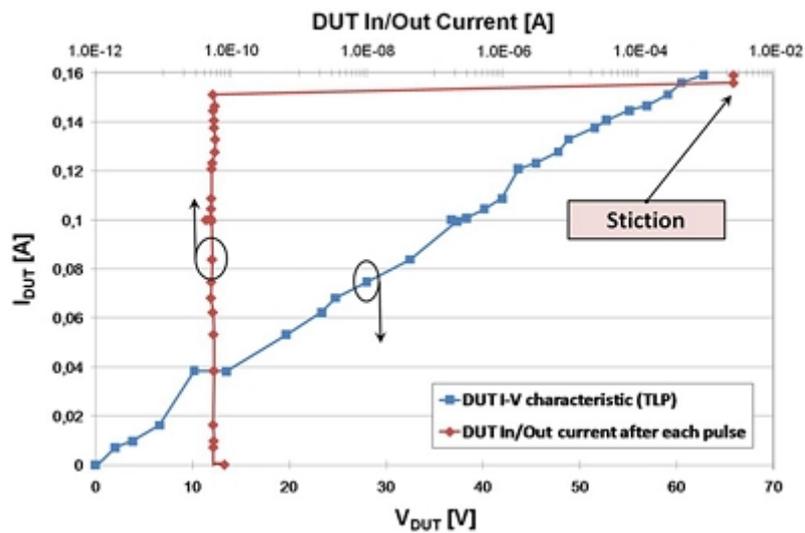


Figura 4.68: Risposta in frequenza dello spostamento della membrana sospesa indotto dal calore.

Per testare a questo punto il meccanismo di restoring si è applicato un segnale impulsivo rettangolare alla serpentina resistiva ($I_{bias}=4mA$, periodo 1s e durata impulso 100ms) e monitorando lo spostamento della membrana con il vibrometro. Nel grafico sottostante è riportato lo spostamento del MEMS durante il restoring.

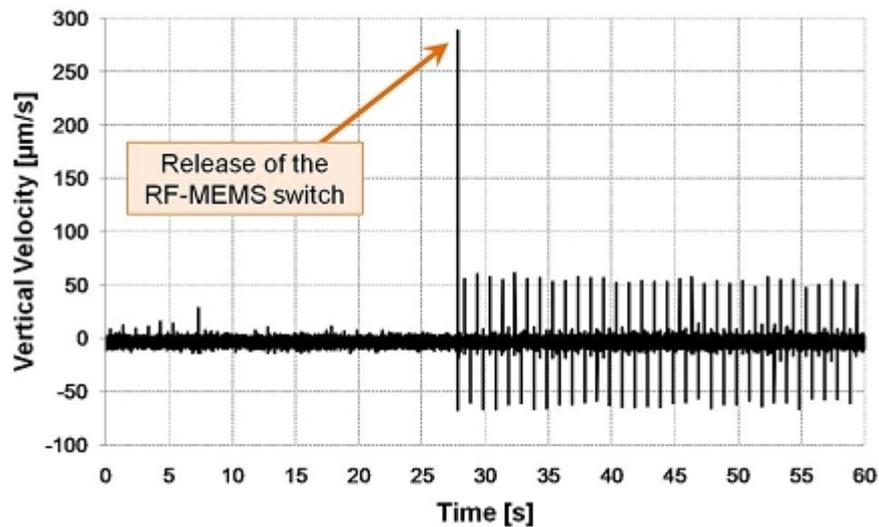


Figura 4.69: Velocità verticale della membrana in funzione del tempo.

Come è possibile vedere in figura dopo un certo tempo, la membrana del dispositivo si è dissaldata rendendo il dispositivo nuovamente funzionante.

4.8 Riepilogo misure

Viene riportato un grafico riassuntivo dei dispositivi in cui si è verificato il microwelding. Non compaiono alcuni dispositivi testati con l'impulsatore HP8114 in quanto la corrente a cui sarebbe avvenuto il microwelding superava il limite di 2A dello strumento. Si nota che la maggior parte dei dispositivi incorre nel

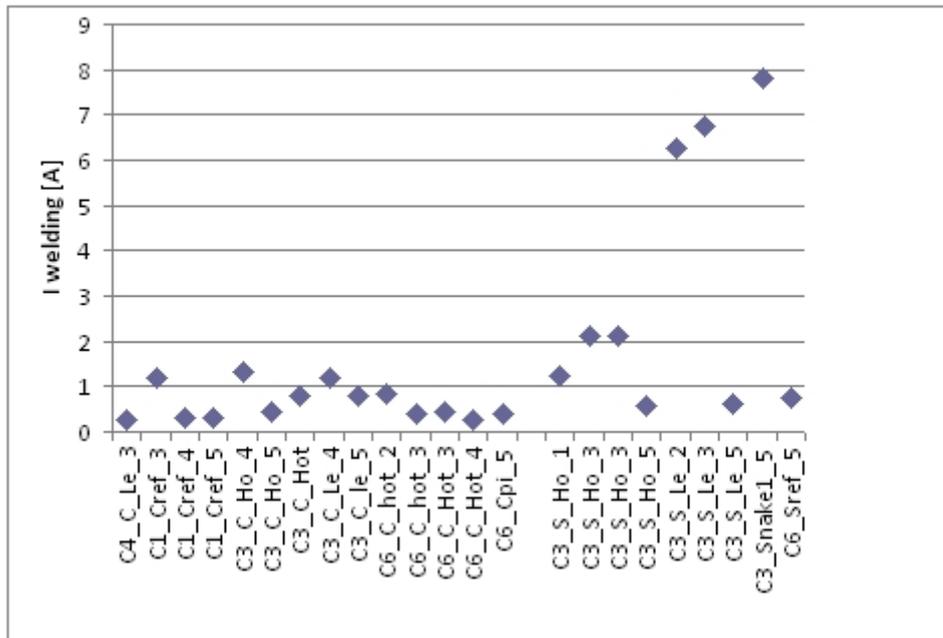


Figura 4.70: Dispositivi testati Vs corrente microwelding.

fenomeno del microwelding per correnti inferiori ai 2A di impulso.

Infine si riportano alcune problematiche riscontrate durante le misure effettuate:

- le misure fatte sul wafer ESA RFS 23/1 hanno evidenziato problemi di processo produttivo: le metallizzazioni tra le via dei layer non permettevano un buon contatto elettrico. Si è optato per usare il wafer ESA RFS 23/45;
- non tutte le misure effettuate sono risultate corrette e quindi sono state ripetute. La causa risiede in un malfunzionamento aleatorio del generatore Keithley 2612 nel canale A (identificata nell'impossibilità di misurare correttamente una resistenza campione).

Conclusione

Nonostante la tecnologia RF-MEMS offra molti vantaggi, l'affidabilità di questi dispositivi deve essere approfondita. La tecnologia RF MEMS analizzata nell'ambito di questa tesi è affetta da vari tipi di problemi di carattere affidabilistico spesso legati al processo di produzione. Le metodologie usate si prestano ad essere un valido strumento per accelerare i fenomeni di microwelding nei dispositivi RF-MEMS al fine di studiarne i possibili meccanismi di restoring. Inoltre emergono alcune osservazioni:

- i dispositivi di tipo S sono più robusti dei C;
- le microfusioni avvengono ai bordi delle membrane;
- si denota un andamento di proporzionalità tra durata impulso di stress e la corrente di fusione della membrana.

I dispositivi con un'ampia membrana sul ponte hanno un punto di rottura per microwelding più elevato in virtù di una costante di molla più grande. Inoltre i dispositivi tipo S sopportano meglio il microwelding perchè devono contattare la RF line su due serie di contatti. Infatti può accadere che una parte della membrana rimanga incollata da un lato mentre l'altra resta libera. Ciò compromette parzialmente le funzionalità del dispositivo, ma continua a funzionare come interruttore, diventando simile ad un cantilever.

La proporzionalità tra durata impulso e punto di fusione rilevata rimane un fattore indicativo in quanto non ha carattere costante ma viene influenzata da molti fattori: tipo di contatto, difetti di processo, etc.

Dalle prove effettuate emerge che, nonostante la presenza di contatti rialzati sul-

la RF line, la microfusione si presenta tra la membrana e la RF line come se i contatti non ci fossero. Una possibile soluzione sarebbe quella di ridurre lo spazio tra la fine della membrana e il contatto ed effettuare delle misure per capirne gli effetti.

In conclusione si può dire che per la prima volta si è trovata una metodologia per indurre il fenomeno del microwelding non distruttivo su dispositivi RF-MEMS. Questo apre la strada verso lo studio dell'efficacia di meccanismi di restoring attivi quali riscaldamento, sistemi di attuazione doppio toggle, etc.

Elenco delle figure

1	Esempi di dispositivi MEMS e RF-MEMS.	1
2	Stima del mercato MEMS 2007-2012.	2
3	Fotografia al microscopio ottico del primo interruttore micro-elettromeccanico realizzato e sua sezione schematica.	3
1.1	Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, travi dritte).	6
1.2	Switch RF MEMS resistivo (tipo serie, a meandri).	6
1.3	Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, travi dritte).	6
1.4	Switch RF MEMS resistivo (tipo shunt, a meandri).	6
1.5	Immagine al profilometro di un RF-MEMS a travi dritte.	7
1.6	Immagine al profilometro di un RF-MEMS a meandri.	7
1.7	Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte.	7
1.8	Immagine al profilometro della struttura sotto al ponte.	7
1.9	Switch resistivo visto dall' alto con e senza trave MEMS.	8
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.	8
1.11	Trave ancorata con carico verticale concentrato P	8
1.12	Andamento della costante di molla (normalizzata rispetto alla profondità della trave w) in funzione di t/l per una trave d' oro.	10
1.13	Trave ancorata con carico distribuito intorno al centro della trave.	10
1.14	Trave ancorata con carico solo alle estremità.	11
1.15	Andamento della costante di molla in funzione di x/l per carico distribuito al centro e carico distribuito alle estremità.	11
1.16	Trave modellata come un cavo teso con un carico P concentrato.	12

1.17	Costante di molla (normalizzata rispetto a w) di una trave in oro e in alluminio in funzione dello stress residuo nella trave.	14
1.18	Esempio di fori in una trave.	14
1.19	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).	15
1.20	Esempio di trave a sbalzo usata come switch serie in-line.	16
1.21	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.	17
1.22	Andamento della costante di molla per una trave a sbalzo in oro e in nitruro di silicio.	18
1.23	Forze agenti su una trave MEMS in fase di attuazione.	18
1.24	Il grafico mostra l'altezza della trave in funzione della tensione applicata.	20
1.25	Andamento della tensione di pull-down per una trave in oro.	21
1.26	Andamento della tensione di pull-down in funzione dell'altezza iniziale della trave.	21
1.27	Struttura tipica di uno switch shunt MEMS: vista dall'alto, in sezione e modello circuitale equivalente.	22
1.28	Simulazione delle perdite per switch non attuato per vari valori delle perdite della t-line.	24
1.29	Simulazione delle perdite nel caso di switch attuato per vari valori delle perdite della t-line.	24
1.30	(a,b) Switch serie con due aree di contatto. (c) Visione laterale. (d) Modello circuitale equivalente.	25
1.31	Circuito equivalente per gli switch serie durante l'attuazione.	26
2.1	Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che scherma parzialmente il campo elettrico applicato.	31
2.2	Esempio di distribuzione di carica nell'ossido che causa stiction del dispositivo.	32

2.3	Campo e forza elettrostatica in un condensatore a facce parallele. A) Senza cariche rimaste intrappolate nel dielettrico. B) Con cariche rimaste intrappolate nel dielettrico (Screening).	32
2.4	Curve $C - V$ prima (nero) e dopo (grigio) un'attuazione a 65 V per 727 secondi.	33
2.5	Schematizzazione di uno switch MEMS con due elettrodi di pull-down per limitare il problema del dielectric charging.	34
2.6	Fusioni indotte sulla membrana a causa di un eccessivo passaggio di corrente.	36
2.7	Immagine al SEM di un contatto d'oro fuso a causa di eccessiva corrente.	36
2.8	Paragone fra area di contatto apparente e area di contatto reale in un contatto metallico oro-oro.	37
2.9	Rappresentazione schematica della focalizzazione della corrente in due superfici ruvide o parzialmente isolate a contatto.	37
2.10	Misura della variazione di capacità (curva nera) e della tensione di attuazione (curva grigia) in funzione della temperatura.	39
2.11	Switch capacitivo basato su ponte doppiamente ancorato (a ponte).	40
2.12	Switch capacitivo basato su struttura sospesa a membrana.	41
2.13	Switch capacitivo basato su ponte ancorato ad una estremità.	41
2.14	Pericoli da radiazione divisi per regioni spaziali.	43
2.15	Tipi di anomalie registrate durante missioni spaziali (Koons '99).	44
2.16	Distribuzione dei vari tipi di SEU registrati (Koons '99).	44
2.17	Caratteristica I-V di uno switch shunt stressato fra pad di attuazione e ground.	46
2.18	Esempio di danno causato da scarica ESD su un dispositivo RF-MEMS.	46
2.19	Particelle di impurità presenti sulla superficie del silicio.	47
2.20	Frattura in una trave MEMS in Silicio causata da vibrazioni durante un test di lancio.	48

2.21	Resistenza di contatto di uno switch resistivo con contatti in oro fatto commutare per 75 milioni di attuazioni con una corrente rf di 4 mA.	49
2.22	Evoluzione del parametro S_{21} al variare della resistenza serie. . . .	50
3.1	Switch RF MEMS resistivo con 2 terminali per l'attuazione. . . .	53
3.2	Switch RF MEMS resistivo con 3 terminali per l'attuazione. . . .	53
3.3	Set-up di misura per il DC Sweep classico.	55
3.4	Tensione al pad di attuazione e S_{21} alla porta d'uscita in funzione del tempo trascorso (e di conseguenza della tensione di attuazione). . .	56
3.5	Parametro S_{21} alla porta d'uscita in funzione della tensione al pad di attuazione per uno switch shunt.	57
3.6	Programma Labview utilizzato per il DC Sweep classico 2009b. . . .	58
3.7	Set-up di misura per il TLP HV su punte.	59
3.8	Programma Labview TLP HV su punte.	60
3.9	Set-up di misura per il TLP HV su punte.	61
3.10	Setup di misura impulsivo basato su HP8114A.	62
3.11	Programma Labview Impulsatore stato solido HP8114 su punte. . .	63
3.12	Profilometro Polytec MSA-500 montato su probe station Cascade REL-4800 e tavolo antivibrante	65
3.13	Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500	66
3.14	Interfaccia TMS del profilometro Polytec MSA-500. Esempio di ricostruzione 3D	67
4.1	Parametro di scattering S_{11} dispositivo difettoso C Ref.	69
4.2	Parametro di scattering S_{21} dispositivo difettoso C Ref.	69
4.3	Parametro di scattering S_{11} dispositivo S Ref.	70
4.4	Parametro di scattering S_{11} dispositivo C Ref.	70
4.5	Parametro di scattering S_{21} dispositivo S Ref.	70
4.6	Parametro di scattering S_{21} dispositivo C Ref.	70
4.7	Corrente di attuazione dispositivo S Ref.	70
4.8	Corrente di attuazione dispositivo C Ref.	70

4.9	Parametro di scattering S11 dispositivo S Stopping Pillars.	71
4.10	Parametro di scattering S11 dispositivo C Stopping Pillars.	71
4.11	Parametro di scattering S21 dispositivo S Stopping Pillars.	71
4.12	Parametro di scattering S21 dispositivo C Stopping Pillars.	71
4.13	Corrente di attuazione dispositivo S Stopping Pillars.	71
4.14	Corrente di attuazione dispositivo C Stopping Pillars.	71
4.15	Parametro di scattering S11 dispositivo S Hold Electrode.	72
4.16	Parametro di scattering S11 dispositivo C Hold Electrode.	72
4.17	Parametro di scattering S21 dispositivo S Hold Electrode.	72
4.18	Parametro di scattering S21 dispositivo C Hold Electrode.	72
4.19	Corrente di attuazione dispositivo S Hold Electrode.	72
4.20	Corrente di attuazione dispositivo C Hold Electrode.	72
4.21	Parametro di scattering S11 dispositivo S Hot Switch.	73
4.22	Parametro di scattering S11 dispositivo C Hot Switch.	73
4.23	Parametro di scattering S21 dispositivo S Hot Switch.	73
4.24	Parametro di scattering S21 dispositivo C Hot Switch.	73
4.25	Corrente di attuazione dispositivo S Hot Switch.	73
4.26	Corrente di attuazione dispositivo C Hot Switch.	73
4.27	Parametro di scattering S11 dispositivo S lever mech.	74
4.28	Parametro di scattering S11 dispositivo C lever mech.	74
4.29	Parametro di scattering S21 dispositivo S lever mech.	74
4.30	Parametro di scattering S21 dispositivo C lever mech.	74
4.31	Corrente di attuazione dispositivo S lever mech.	74
4.32	Corrente di attuazione dispositivo C lever mech.	74
4.33	Parametro di scattering S21 dispositivo Snake Ohmic.	75
4.34	Parametro di scattering S21 dispositivo Snake Ohmic.	75
4.35	Corrente di attuazione dispositivo Snake Ohmic	75
4.36	Parametro di scattering S11 dispositivo S Hot Switch.	76
4.37	Parametro di scattering S11 dispositivo S Hot Switch dopo TLP.	76
4.38	Parametro di scattering S21 dispositivo S Hot Switch.	76
4.39	Parametro di scattering S21 dispositivo S Hot Switch dopo TLP.	76

4.40	Corrente di attuazione dispositivo S Hot Switch.	76
4.41	Corrente di attuazione dispositivo S Hot Switch dopo TLP.	76
4.42	Foto dispositivo fresh S Lever mech.	77
4.43	Foto dispositivo fresh C Lever mech.	77
4.44	Caratteristica I-V e I leakage dispositivo S Lever mech.	77
4.45	Caratteristica I-V e I leakage dispositivo C Lever mech.	77
4.46	Foto dispositivo fresh Snake Ohmic.	78
4.47	Caratteristica I-V e I leakage dispositivo Snake Ohmic.	78
4.48	Foto dispositivo fresh S Lever mech.	79
4.49	Foto dispositivo fresh C Lever mech.	79
4.50	Caratteristica I-V e I leakage dispositivo S Lever mech.	79
4.51	Caratteristica I-V e I leakage dispositivo C Lever mech.	79
4.52	Andamento della corrente di saldatura al variare della durata dell'impulso	80
4.53	Sovrapposizione profili dei dispositivi testati variando la durata dell'impulso	80
4.54	Topografia dispositivo S a ponte, non attuato e non stressato . . .	81
4.55	Topografia dispositivo S a ponte dopo stress	82
4.56	Elaborazione tramite funzione Subtract delle topografie dei dis- positivi S prima e dopo lo stress	82
4.57	Grafico riepilogo dispositivo tipo S	83
4.58	Topografia dispositivo C a cantilever, non attuato e non stressato	84
4.59	Topografia dispositivo C a cantilever dopo stress	84
4.60	Elaborazione tramite funzione Subtract delle topografia dispositivo C prima e dopo lo stress	85
4.61	Grafico riepilogo dispositivo tipo C	85
4.62	Foto relativa ai contatti RF di un dispositivo tipo C	86
4.63	Foto relativa alla parte sottostante la membrana in corrispondenza dei contatti RF di un dispositivo tipo C	86
4.64	Particolare dei contatti al profilometro Polytec MSA-500	87
4.65	Serpentina resistiva presente sotto il ponte di un dispositivo tipo C.	88

4.66	Spostamento della membrana sospesa indotto dal calore.	88
4.67	Risposta in frequenza dello spostamento della membrana sospesa indotto dal calore.	89
4.68	Risposta in frequenza dello spostamento della membrana sospesa indotto dal calore.	89
4.69	Velocità verticale della membrana in funzione del tempo.	90
4.70	Dispositivi testati Vs corrente microwelding.	91

Elenco delle tabelle

2.1	Suddivisione dei dispositivi RF-MEMS a seconda del movimento e della presenza di contatto.	29
2.2	Missioni terminate a causa di problemi legati all'ambiente spaziale.	45

Bibliografia

- [1] R. Marcelli et al. **Technology and microwave performance of micromechanical 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 1–3. 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] G. M. Rebeiz. **RF MEMS theory, design and technology**, pages 21–86. John Wiley e Sons, Marzo 2003.
- [7] T. Veijola et al. *International Conference on Solid-State Sensors Actuators*, Vol. 4: pages 1097–1100, Giugno 1997.
- [8] G. M. Rebeiz. **RF MEMS theory, design and technology**, pages 87–120. John Wiley e Sons, Marzo 2003.
- [9] Jeremy B. Muldavin and Gabriel M. Rebeiz. **High Isolation CPW MEMS Shunt Switches Part 1: Modeling**. *IEEE transactions on mi-*

- crowave theory and techniques*, Vol. 48(N. 6): pages 1045–1052, Giugno 2000.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] Vanni Peretti. **Analisi delle caratteristiche elettriche e studio della sensibilità ai fenomeni ESD di switch RF MEMS**. PhD thesis, Università degli studi di Padova, 2005.