



Università degli Studi di Bergamo

SCUOLA DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Informatica
Classe n. L-8 Ingegneria dell'informazione (D.M. 270/04)

Studio degli effetti delle radiazioni ionizzanti su una tecnologia CMOS da $28nm$

Candidati

Nicola Cattaneo

Matricola 1081073

Emilio Meroni

Matricola 1080976

Relatore

Prof. Gianluca Traversi

Indice

1 Il transistore MOSFET	3
1.1 Transistore MOSFET	3
1.1.1 Regioni di funzionamento e caratteristica $I - V$	4
1.1.2 Modello per piccolo segnale e sorgenti di rumore	5
1.2 Effetti delle radiazioni sui transistori MOSFET	8
1.2.1 Danno da spostamento	8
1.2.2 Ionizzazione	9
1.2.3 Misura della dose	11
2 Studio sperimentale	13
2.1 MOSFET misurati e setup per le misure statiche	13
2.2 Caratteristiche tensione-corrente	15
2.3 Variazione della tensione di soglia	18
2.3.1 TCM	18
2.3.2 SDLM	22
2.3.3 ELR	26
2.3.4 RM	29
2.3.5 Riepilogo	32
2.4 Variazione della transconduttanza	33
2.4.1 Calcolo della transconduttanza	34
2.5 Variazione della corrente di leakage	35
2.6 Variazione della corrente I_{on}	37
2.7 Guadagno Intrinseco	38

Elenco delle figure

1.1	Struttura dei MOSFET	3
1.2	Caratteristica $I - V$ di un MOSFET a canale N	4
1.3	Modello piccolo segnale	6
1.4	Lacune nella STI	10
1.5	Scaling dei dispositivi elettronici	10
2.1	Caratteristica $I_D - V_{DS}$ NMOS e PMOS	16
2.2	Caratteristica $I_D - V_{GS}$ NMOS e PMOS	17
2.3	Applicazione TCM senza fit polinomiale	19
2.4	Applicazione TCM con fit polinomiale di sesto grado	19
2.5	Dati ΔV_{th} estratti con TCM	21
2.6	Applicazione SDLM senza fit polinomiale	23
2.7	Confronto SDLM tra diversi fit polinomiali a diversi gradi	24
2.8	Dati ΔV_{th} estratti con SDLM	25
2.9	Applicazione ELR	27
2.10	Dati ΔV_{th} estratti con ELR	28
2.11	Applicazione RM	30
2.12	Dati ΔV_{th} estratti con RM	31
2.13	Confronto curve della V_{th} dei diversi metodi utilizzati al variare della dose	33
2.14	ΔV_{th} al variare della dose per diversi metodi di estrazione	33
2.15	Confronto g_m senza utilizzo di smooth e con utilizzo di smooth	34
2.16	Dati g_m estratti pre-irraggiamento	39
2.17	Dati $\Delta g_m\%$ al variare della dose	40
2.18	Confronto <i>leakage current</i> tra dispositivi NMOS e PMOS	41
2.19	Confronto della I_{off} di diversi dispositivi NMOS	41
2.20	ΔI_{off} al variare della dose assorbita, NMOS e PMOS	42
2.21	Dati $\Delta I_{on}\%$ a $V_{DS} = 440mV$	43
2.22	Dati $\Delta I_{on}\%$ a $V_{DS} = 440mV$	44
2.23	Variazione del guadagno intrinseco pre e pos irraggiamento	45

Elenco delle tabelle

2.1	Dimensioni dei dispositivi presenti in ciascun chip usato per lo studio	14
2.2	Valori delle tensioni per la misura della caratteristica $I_D - V_{DS}$	14
2.3	Valori delle tensioni per la misura della caratteristica $I_D - V_{GS}$	15
2.4	Confronto V_{th} al variare del grado del fit polinomiale con il metodo TCM	20
2.5	V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con TCM	21
2.6	$ V_{th} $ dei dispositivi PMOS estratte con TCM	21
2.7	ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con TCM	22
2.8	ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con TCM	22
2.9	Confronto $ V_{th} $ al variare del grado del fit polinomiale con il metodo SDLM	23
2.10	V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con SDLM	25
2.11	$ V_{th} $ dei dispositivi PMOS estratte con SDLM	25
2.12	ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con SDLM	26
2.13	ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con SDLM	26
2.14	V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con ELR	28
2.15	$ V_{th} $ dei dispositivi PMOS estratte con ELR	28
2.16	ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con ELR	29
2.17	ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con ELR	29
2.18	V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con RM	30
2.19	$ V_{th} $ dei dispositivi PMOS estratte con RM	31
2.20	ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con RM	31
2.21	ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con RM	32
2.22	Dati $\Delta g_m\%$ al variare della dose assorbita, NMOS	35
2.23	Dati $\Delta g_m\%$ al variare della dose assorbita, PMOS	36
2.24	Valori estratti I_z^*	38

Introduzione

Capitolo 1

Il transistore MOSFET

L'obiettivo di questo capitolo è quello di discutere il funzionamento del transistore MOSFET e degli effetti delle radiazioni ionizzanti su di esso. In particolare, nella prima sezione verranno spiegati brevemente i concetti di:

- MOSFET a canale N e a canale P
- Regioni di funzionamento del transistore
- Modello per piccolo segnale
- Sorgenti di rumore presenti in un MOSFET

Nella seconda parte si introdurranno gli effetti delle radiazioni ionizzanti sui dispositivi MOSFET e come mitigare questi danni, oltre a spiegare che cosa rappresenta la *Total Ionizing Dose (TID)* e quali unità di misura vengono utilizzate.

1.1 Transistore MOSFET

Il transistore MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) è un dispositivo elettronico utilizzato sia in circuiti digitali, principalmente come interruttore controllato in tensione, sia in circuiti analogici, come amplificatori di segnale o come resistenze controllate in tensione.

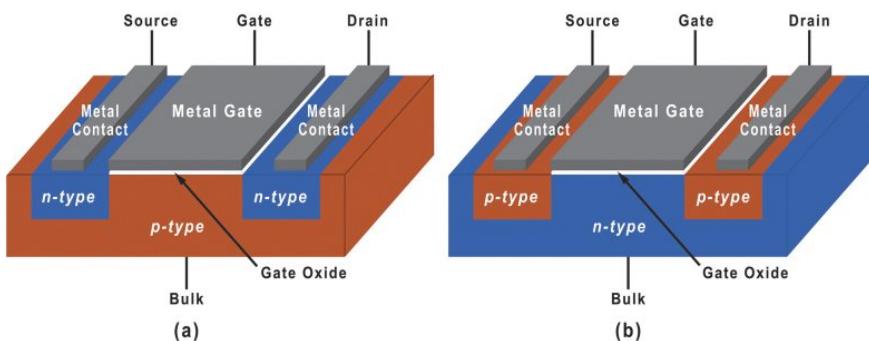


Figura 1.1: MOSFET a canale N (a) e a canale P (b)

Come mostrato nella figura 1.1, i MOSFET sono caratterizzati da quattro terminali: Source (S), Drain (D), Gate (G) e Bulk (B). Il MOSFET a canale N viene realizzato su un substrato di tipo P in cui sono innestate due regioni fortemente drogate di tipo N. Queste due regioni presentano delle metallizzazioni che formano i terminali di Source e di Drain. Sul substrato, tra le due regioni fortemente drogate, è presente un sottile strato di ossido che fa da isolante (storicamente SiO_2 , attualmente si usano anche altri ossidi) sopra il quale si trova una metallizzazione che forma il contatto di Gate. Il Bulk (o Substrato) è il terminale che si collega solitamente con il Source.

1.1.1 Regioni di funzionamento e caratteristica $I - V$

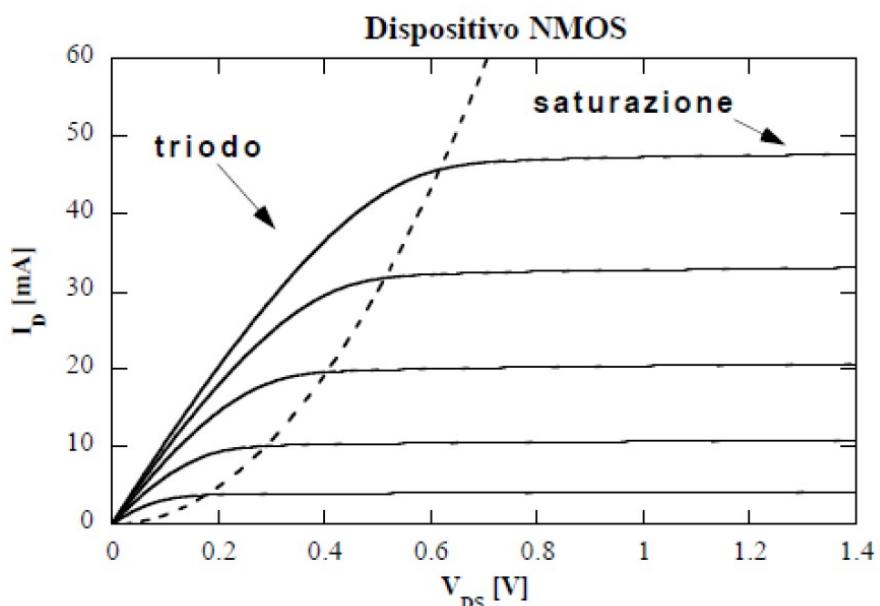


Figura 1.2: Caratteristica $I - V$ di un MOSFET a canale N

In un MOSFET a canale N, in linea generale, può scorrere una corrente I_D che va dal Drain al Source in funzione di due tensioni (sempre non negative):

- la tensione presente tra Drain e Source (V_{DS});
- la tensione presente tra Gate e Source (V_{GS}).

La dipendenza di I_D da tali tensioni è messa in evidenza dalla caratteristica corrente-tensione (figura 1.2).

Quando $V_{GS} = 0$, indipendentemente dal valore di V_{DS} , la corrente I_D è nulla, poiché la giunzione P-N composta da substrato e Drain e quella formata da substrato e Source sono in regione inversa.

1.1 Transistore MOSFET

Aumentando il valore di V_{GS} , le lacune presenti nel substrato si allontanano dalla regione direttamente al di sotto dell'ossido, creando una zona svuotata di portatori di carica liberi. Gli elettroni presenti nel semiconduttore vengono attirati creando una regione di canale di tipo N che unisce il Source e il Drain. Questo canale permette il passaggio di corrente, ma per crearlo è necessario che V_{GS} abbia un valore almeno pari alla cosiddetta tensione di soglia (V_{th}). Finché $V_{GS} < V_{th}$, il MOSFET si trova in regione di *cutoff* e $I_D \simeq 0$.

Nel momento in cui V_{GS} egualia e supera V_{th} , il canale di conduzione è completo e inizia a scorrere corrente, seguendo leggi matematiche differenti in funzione del valore di V_{DS} .

Se $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$, il MOSFET è in regione lineare o di triodo e la corrente di Drain segue la seguente legge:

$$I_D = 2k_n \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (1.1)$$

dove

$$k_n = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

μ_n = mobilità degli elettroni

C_{ox} = capacità dell'ossido

W = larghezza del canale

L = lunghezza del canale

Se, invece, $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ il MOSFET si trova in regione di saturazione e la corrente di Drain ha un andamento lineare che segue la legge:

$$I_D = k_n (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1.2)$$

dove λ è un fattore matematico ricavato dalla caratteristica I-V ottenuta sperimentalmente.

Tutto quanto detto finora sui MOSFET a canale N vale in maniera analoga per i MOSFET a canale P. Altri parametri verranno descritti nel prossimo capitolo.

1.1.2 Modello per piccolo segnale e sorgenti di rumore

Il modello per piccolo segnale rappresenta il funzionamento del MOSFET nel momento in cui si fissa il punto di lavoro in continua e si fornisce in ingresso al dispositivo un segnale con un'ampiezza sufficientemente piccola da non alterarne il funzionamento.



Figura 1.3: Modello piccolo segnale

In prima approssimazione, il MOSFET si comporta come un generatore di corrente controllato in tensione che emette una corrente proporzionale al valore di V_{GS} . La costante di proporzionalità è la transconduttanza di canale g_m , che dipende dal punto di lavoro ed è descritta meglio al paragrafo 2.4. Un modello più accurato prevede che, quando il MOSFET è in saturazione, la corrente di Drain dipenda anche da V_{DS} in modo lineare. Nel circuito equivalente per piccolo segnale, perciò, in parallelo al generatore di corrente, è presente una resistenza $r_0 = \frac{1}{\lambda I_{D,sat}}$ che viene attraversata da una corrente prodotta dalla differenza di tensione tra Drain e Source e che va a sommarsi a quella generata dal generatore ideale, figura 1.3.

Per comprendere al meglio l'effettivo comportamento dei MOSFET, però, bisogna considerare che il segnale in uscita al MOSFET subisce delle interferenze dovute al rumore generato all'interno del dispositivo stesso. Esistono diverse sorgenti di rumore; qui di seguito si descrivono le principali.

Rumore termico di canale o rumore bianco Il canale di un dispositivo è composto da materiale resistivo e quindi è sorgente di rumore termico. Tale sorgente può essere rappresentata come un generatore di segnale la cui densità spettrale segue la seguente legge:

$$S_{I_d} = \frac{4K_B T}{L^2 I_D} \int_0^{V_{DS}} g^2(V') dV' \quad (1.3)$$

dove K_B è la costante di Boltzmann, T è la temperatura assoluta e $g(V')$ è la conduttanza di canale misurata nel punto in cui la tensione rispetto al source vale V' . Questa equazione può essere semplificata in maniera differente in funzione della lunghezza del canale. Infatti, se tale dimensione è nell'ordine delle frazioni di micron, subentrano i cosiddetti effetti di canale corto, che comportano l'aumento del rumore e che non possono essere ignorati. Poiché tutti i dispositivi presi in considerazione ricadono in questa

1.1 Transistore MOSFET

categoria, la trattazione del rumore termico di canale si concentra sulla descrizione della legge matematica legata ai dispositivi a canale corto, ovvero ¹:

$$S_w = 4K_B T \frac{\alpha_w n_{sub} \gamma}{g_m} \quad (1.4)$$

α_w è il fattore di rumore in eccesso che tiene conto degli effetti di canale corto. Generalmente ha valore maggiore di 1, ma analisi approfondite sui dispositivi studiati hanno messo in luce che i MOSFET utilizzati con lunghezza di canale $L = 30\text{nm}$ hanno un fattore α_w anomalo. n_{sub} è un coefficiente proporzionale al reciproco della pendenza della caratteristica $I_D - V_{GS}$ nella regione di sottosoglia. γ è il coefficiente di rumore termico di canale che, per i dispositivi nanometrici, può essere espresso come:

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{I_D L}{I_Z^* W}} \left(\frac{1}{2} + \frac{2I_D L}{3I_Z^* W} \right) \quad (1.5)$$

<1?

dove I_Z^* è la corrente di Drain caratteristica normalizzata, ovvero la corrente che separa la regione di triodo da quella di saturazione.

Il rumore termico di canale può essere anche espresso sotto forma di resistenza equivalente R_{eq} , tramite l'equazione:

$$R_{eq} = \frac{S_w}{4K_B T} = \alpha_w \frac{n_{sub} \gamma}{g_m} \quad (1.6)$$

Flicker Noise Generalmente, a basse frequenze, prevale una componente di rumore del tipo $1/f$, la cui densità spettrale è inversamente proporzionale alla frequenza del segnale:

$$S_{\frac{1}{f}}(f) = \frac{K_f}{C_{ox}^2 W L} \frac{1}{f^{\alpha_f}} \quad (1.7)$$

dove K_f è un parametro che dipende dalla tecnologia e α_f tiene conto della dipendenza dalla frequenza frequenza.

Le cause più probabili di questo comportamento sono:

- fluttuazione casuale del numero dei portatori di carica dovuta a fenomeni di generazione e ricombinazione, prevalente nei dispositivi a canale N,
- fluttuazione della mobilità dei portatori di carica a causa di fenomeni di scattering con le impurità presenti nel cristallo, prevalente nei dispositivi a canale P.

A parità di tecnologia, polarizzazione e dimensioni, il flicker noise è minore nei MOSFET a canale P, rispetto a quelli a canale N. Infine, il processo di *scaling* dei dispositivi influenza la quantità di questo tipo di rumore: analizzando l'equazione della densità spettrale, si nota come la riduzione delle dimensioni del canale comportano un aumento di rumore. Al contrario, la diminuzione dello spessore del Gate porta all'aumento della sua capacità e quindi ad una riduzione del rumore. Allo stesso tempo, però, un Gate più fine è soggetto a maggiore degrado, quindi il fattore K_f potrebbe non diminuire come aspettato.

¹ $S_w = S_{I_d}$ riferita al Gate del MOSFET

Rumore Lorentziano Il rumore Lorentziano, o *Random Telegraph Signal (RTS)*, è causato dall’intrappolamento e rilascio dei portatori di carica da parte di trappole presenti nella regione di svuotamento tra il canale di conduzione e l’ossido. Questo tipo di rumore è maggiormente presente nei dispositivi soggetti a grandi dosi di radiazioni e fluenze neutroniche, che producono nel reticolo cristallino dei difetti che fungono da centri di intrappolamento. La riduzione di spessore del Gate comporta un aumento del numero delle trappole, poiché soggetto a maggior degrado.

Rumore associato alla corrente di Gate Fino ad ora si è considerata solo la corrente I_D che va da dal Drain al Source (o viceversa, in base al tipo di canale). In realtà esiste anche una corrente I_G che attraversa il Gate, che in generale, appunto, è trascurabile, se confrontata con I_D . Infatti l’ossido presente tra la metallizzazione del Gate e il substrato fa da barriera di potenziale all’iniezione dei portatori di carica. Questa barriera può essere comunque attraversata dai portatori con temperatura (e quindi energia cinetica) maggiore. Con la riduzione dello spessore del gate, l’energia necessaria per iniettare i portatori attraverso il Gate diminuisce e quindi I_G diventa meno trascurabile.

Altre sorgenti di rumore Ci sono infine sorgenti di rumore legate alle resistenze presenti nel Gate e nel substrato e alle resistenze parassite di Drain e Source.

1.2 Effetti delle radiazioni sui transistori MOSFET

Gli effetti principali delle radiazioni su dispositivi elettronici possono essere di due categorie [3]:

- Danno da spostamento (*DD*), dislocazione degli atomi dai loro siti reticolari,
- Ionizzazione, generazione di coppie elettrone-lacuna ($e - h$).

1.2.1 Danno da spostamento

Quando una particella (tipicamente un neutrone, ma non solo) possiede abbastanza energia tale da poter dislocare un atomo al di fuori dalla sua posizione normale all’interno reticolato, avviene il danno da spostamento (*Displacement damage*); ne risulta che le caratteristiche elettroniche del materiale vengano alterate. Inoltre, può verificarsi che l’atomo colpito generi a sua volta altri *DD*, a patto che abbia abbastanza energia. L’energia minima da trasferire ad un atomo per far sì che si generi un danno da spostamento nel silicio è di 20eV .

Mentre il danno da spostamento non è molto rilevante sui MOSFET (in quanto sono dispositivi nei quali la conduzione delle cariche avviene a livello superficiale e non nel substrato), la ionizzazione può comportare variazioni dei parametri elettrici come guadagno e tensione di soglia; per questi motivi in questo lavoro ci concentreremo solo sugli effetti della ionizzazione.

1.2.2 Ionizzazione

La creazione di coppie $e - h$ all'interno del dispositivo MOSFET è provocata dalla ionizzazione che a sua volta è generata dal passaggio di una o più particelle che depositano una certa quantità di energia, nel materiale. Esiste una proporzionalità diretta tra il numero di coppie elettrone-lacuna e l'energia depositata da parte della particella, che collide con il dispositivo. Per esempio, nel silicio si ha una costante di $\frac{1}{3,6eV}$ mentre per il biossido di silicio è di $\frac{1}{18eV}$ [2].

Negli isolanti, come l'ossido di gate dei transistori MOSFET, l'effetto della ionizzazione è cumulativo. Gli elettroni liberati da una particella ionizzante si possono muovere facilmente soprattutto grazie a effetti di campo dovuti, ad esempio, a polarizzazioni. Al contrario, le lacune sono molto meno mobili, dai 5 ai 12 ordini di grandezza inferiori, rispetto agli elettroni. La maggior parte delle lacune riesce a sopravvivere alla ricombinazione con gli elettroni, creando perciò una carica positiva vicino alla giunzione Si/SiO_2 . La carica intrappolata nell'ossido ha come effetto un aumento (in valore assoluto) della tensione di soglia dei MOSFET a canale P; mentre negli NMOS l'effetto è un po' più complesso e dipende dai seguenti fattori:

1. Cariche positive intrappolate nell'ossido
2. Cariche negative presenti nelle trappole all'interfaccia²

Mentre la prima provoca una riduzione della tensione di soglia, la seconda, comporta un aumento della tensione di soglia in quanto la carica intrappolata all'interfaccia è negativa (negli NMOS si ha moto di elettroni nel canale). È inoltre opportuno sottolineare che anche nei PMOS vi sono portatori intrappolati all'interfaccia Si/SiO_2 . Ma questi portatori, al contrario di quanto accade per gli NMOS, hanno carica positiva e pertanto le cariche intrappolate hanno un effetto che si somma a quello dovuto alle cariche positive intrappolate nell'ossido di gate.

Un'altro effetto presente solo negli NMOS è quello della formazione di transistor parassiti [1]. Questo effetto è dovuto all'accumulo delle cariche positive nella *shallow trench isolation (STI)* che, creano un canale conduttivo tra source e drain, aggirando quello principale (figura 1.4). Questo collegamento fa sì che possa esserci un flusso di corrente anche quando il dispositivo è polarizzato con una $V_{GS} \simeq 0$.

Poiché gli effetti delle radiazioni sui MOSFET precedentemente elencati sono maggiori sui dispositivi a canale N, in passato si è consolidata la preferenza ad utilizzare i PMOS come transistori d'ingresso in preamplificatori di carica a basso rumore, essendo più tolleranti alla ionizzazione. L'evoluzione di tecnologie MOSFET, che ha portato alla fabbricazioni di transistori con dimensioni minime di canale sempre più piccole, ha com-

²Le trappole all'interfaccia sono dovute a imperfezioni o difetti presenti alla giunzione Si/SiO_2 che possono intrappolare delle cariche. Queste trappole aumentano all'aumentare della dose assorbita

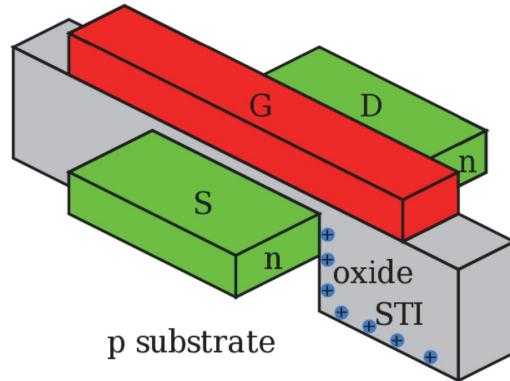


Figura 1.4: Accumulo delle lacune nella *shallow trench isolation* [1].

portato grazie alla riduzione dello spesso dell'ossido di gate, un aumento della resistenza alle radiazioni ionizzanti (figura 1.5).

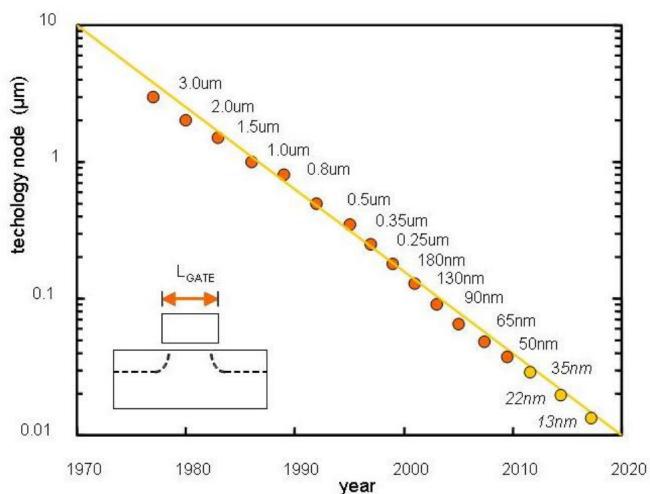


Figura 1.5: Evoluzione delle dimensioni nei dispositivi elettronici [6]

Gli effetti del danno da ionizzazione si riducono con il tempo (settimane, mesi, anni) e questo effetto è denominato annealing. Per simulare il ripristino delle prestazioni elettroniche dei dispositivi in un tempo ragionevolmente breve, si effettua un annealing ad alta temperatura, tipicamente 100°C per 24 ore, per accelerarne i meccanismi. In questo lavoro di tesi, dopo l'ultimo step di irraggiamento, si è effettuato uno step di annealing a 100°C per 24 ore.

1.2.3 Misura della dose

La quantità di radiazioni ionizzanti assorbite da un materiale viene chiamata *TID* (*total ionizing dose*) ed è espressa in energia su unità di massa. La *TID* normalmente è misurata in *rad* (*radiation absorbed dose*), definito come $100\text{erg} = 100 \cdot 10^{-7}\text{J}$ per grammo di materiale. Un'altra unità di misura per la *TID*, accolta anche dal sistema internazionale, sono i *gray* (*Gy*), dove $1\text{Gy} = 100\text{rad} = 1\frac{\text{J}}{\text{kg}}$. Data l'esistenza di una dipendenza tra quantità di energia persa e il materiale su cui essa si deposita, spesso insieme all'unità di misura si indica anche il materiale; ad esempio, nel caso del biossido di silicio si indica *rad(SiO₂)*.

Capitolo 2

Studio sperimentale

In questo capitolo si tratteranno i parametri statici di transistori *MOS* in tecnologia $28nm$ per comprendere come variano le prestazioni statiche all'aumentare dell'irraggiamento subito. Si tratteranno:

- Tensione di soglia
- Transconduttanza
- Corrente di leakage
- Corrente I_{on}
- Guadagno Intrinseco

2.1 MOSFET misurati e setup per le misure statiche

Per questo studio sono stati utilizzati due chip, uno composto da 9 MOSFET a canale N, l'altro composto da 9 dispositivi a canale P. In entrambi i chip, tutti i dispositivi hanno il Gate spesso $28nm$ e composto da materiali isolanti con un'alta costante dielettrica (*High-K Metal Gate (HKMG) transistors*), ma avente comunque un sottilissimo strato di biossido di silicio che compone l'interfaccia con il Substrato, che è del tipo Si/SiO_2 .

I dispositivi di ciascun chip hanno dimensioni differenti. In entrambi i chip, dunque, è presente un dispositivo di ogni dimensione presente nella tabella 2.1.

Durante la fase di misurazione l'NMOS di dimensioni $600 - 0.030$ e il PMOS di dimensioni $100 - 0.180$ sono stati rotti, dunque i dati mostrati e le analisi discusse non li terranno in considerazione.

Ogni chip ha subito il processo di irraggiamento diverse volte, presso l'università di Padova, portando il livello di *TID* a valori sempre più alti. Ad ogni step di irraggiamento sono state compiute le misure per estrarre i dati utili per l'analisi dei parametri statici. I valori di *TID* a cui queste sono state compiute sono: *0rad* (ovvero pre-irraggiamento, $5Mrad$, $50Mrad$, $100Mrad$, $200Mrad$, $600Mrad$, $1Grad$, $3Grad$). Infine, i dispositivi hanno subito un processo di *annealing* a $100^{\circ}C$ per 24 ore.

Per poter analizzare i parametri statici dei MOSFET, ad ogni livello di irraggiamento e dopo il processo di *annealing* sono state misurate le seguenti caratteristiche:

Larghezza W [μm]	Lunghezza L [μm]
100	0.030
100	0.060
100	0.180
200	0.030
200	0.060
200	0.180
600	0.030
600	0.060
600	0.180

Tabella 2.1: Dimensioni dei dispositivi presenti in ciascun chip usato per lo studio

- Caratteristica $I_D - V_{DS}$ per diversi valori di V_{GS} , ottenuta misurando la corrente di Drain facendo variare i valori delle tensioni come mostrato nella tabella 2.2:

	V_{min} [mV]	V_{max} [mV]	ΔV [mV]
V_{DS}	0	900	5
V_{GS}	0	900	150

Tabella 2.2: Valori delle tensioni per la misura della caratteristica $I_D - V_{DS}$. Per i PMOS i valori hanno segno opposto rispetto a quello riportato

- Caratteristica $I_D - V_{GS}$ per diversi valori di V_{DS} , ottenuta misurando la corrente di Drain facendo variare i valori delle tensioni con due modalità, mostrate nella tabella 2.3.

Le misure ottenute sono state analizzate con dei programmi scritti in MatLab. Di seguito si discutono vari parametri estratti.

2.2 Caratteristiche tensione-corrente

	V_{min} [mV]	V_{max} [mV]	ΔV [mV]
Modalità 1	V_{DS}	0	100
	V_{GS}	-300	900
Modalità 2	V_{DS}	0	900
	V_{GS}	-300	5

Tabella 2.3: Valori delle tensioni per la misura della caratteristica $I_D - V_{GS}$. Per i PMOS i valori hanno segno opposto rispetto a quello riportato

2.2 Caratteristiche tensione-corrente

Lo scopo di questa sezione è di presentare le caratteristiche tensione-corrente dei dispositivi sotto analisi in questo lavoro di tesi. A figura 2.1 vengono mostrati i grafici $I_D - V_{DS}$ a V_{GS} pari a 450mV, mentre a figura 2.2 vengono riportati gli andamenti di della caratteristica $I_D - V_{GS}$ con $V_{DS} = 450mV$.

Capitolo 2 Studio sperimentale

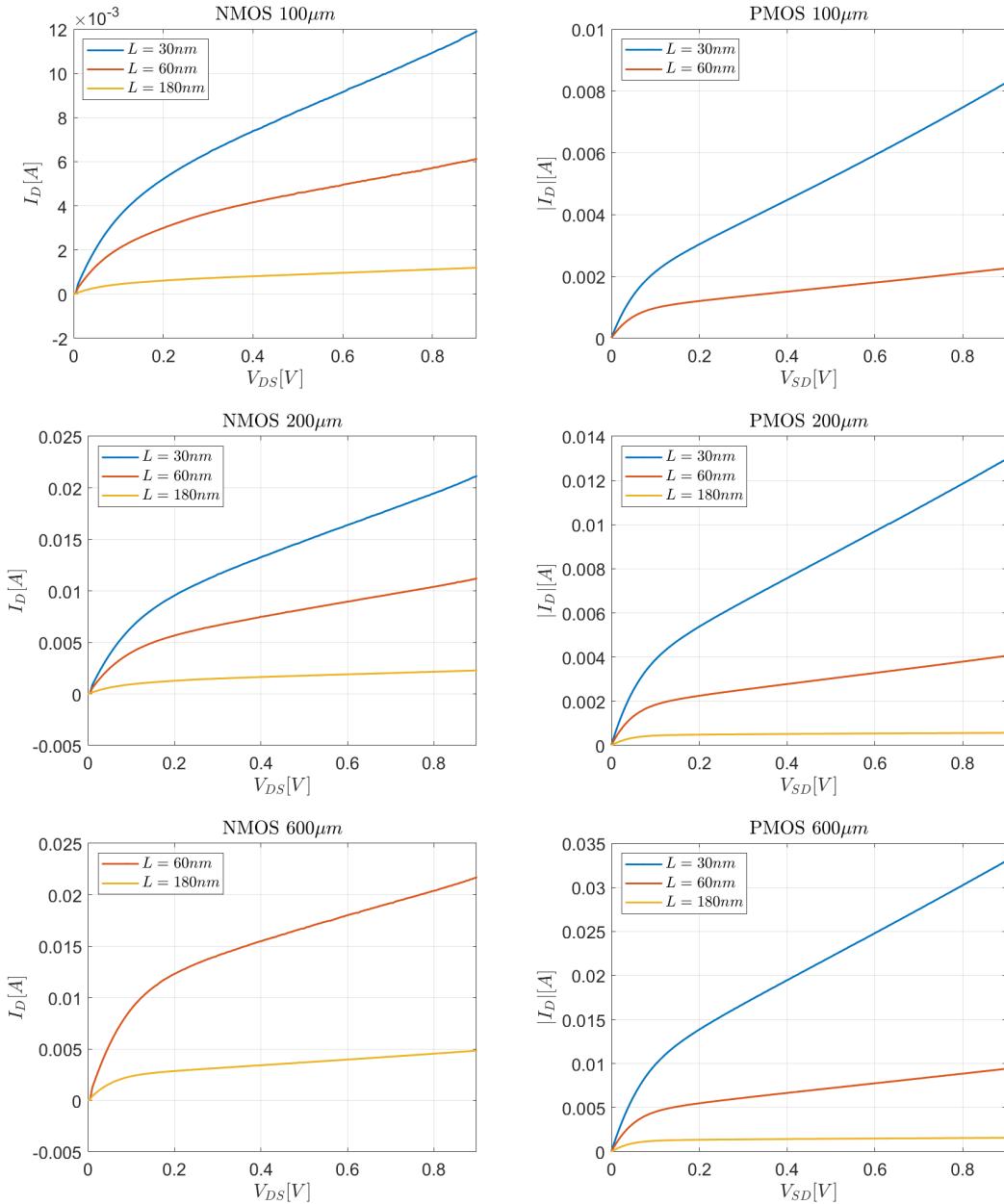


Figura 2.1: Caratteristica $I_D - V_{DS}$ a $V_{GS} = 450\text{mV}$ raggruppate per larghezza di canale, a sinistra MOSFET a canale N e a destra a canale P.

2.2 Caratteristiche tensione-corrente

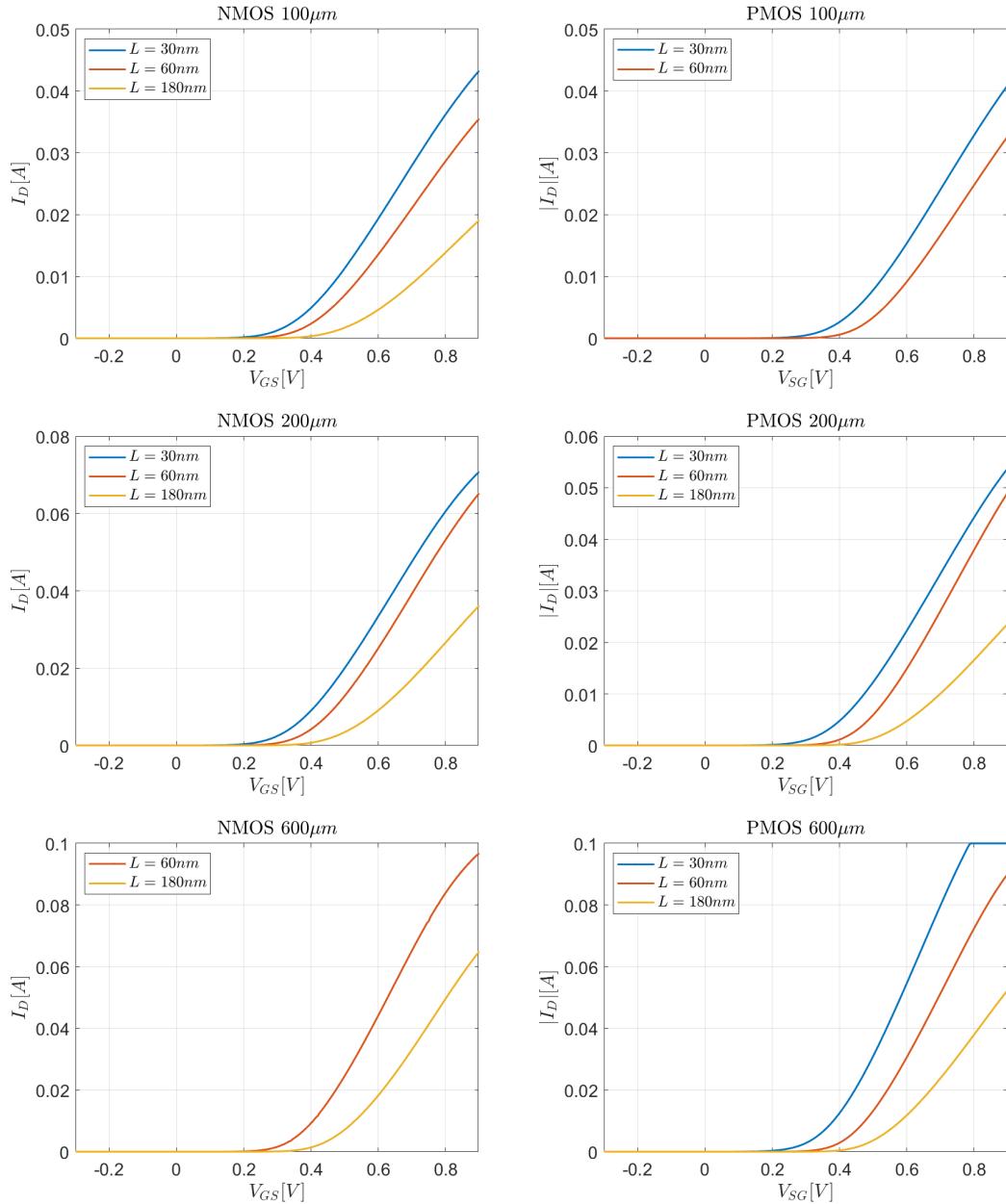


Figura 2.2: Caratteristica $I_D - V_{GS}$ a $V_{DS} = 450mV$ raggruppate per larghezza di canale, a sinistra MOSFET a canale N e a destra a canale P.

2.3 Variazione della tensione di soglia

La tensione di soglia V_{th} di un transistore MOS è definita come quella tensione tra gate e bulk per la quale la popolazione di minoritari all'interfaccia è uguale alla popolazione di maggioritari nel bulk. Questa definizione non può essere usata direttamente per il calcolo della tensione di soglia dei dispositivi, ma si deve passare attraverso l'analisi delle caratteristiche corrente-tensione dei dispositivi.

Per l'estrazione del parametro V_{th} esistono numerosi metodi[4], la scelta è solitamente dettata da un compromesso che si deve trovare fra complessità della procedura di estrazione della soglia e risultato ottenuto per la specifica applicazione. Per questo studio sono stati presi in considerazione:

- *Transconductance Change Method (TCM);*
- *Second Difference of the Logarithm of the drain current Minimum method (SDLM);*
- *Extrapolation in the Linear Region method (ELR);*
- *Ratio Method (RM).*

Per il nostro studio, però, non si è solo interessati al valore in sé della tensione di soglia dei dispositivi, ma anche a come questa varia all'aumentare dell'irraggiamento. Dunque, per ogni metodo non ci si ferma all'estrazione della V_{th} dei dispositivi non irraggiati, ma la si estrae anche dopo ogni step d'irraggiamento e, per ciascuno di questi, si calcola la $\Delta V_{th} = V_{th,Irraggiato} - V_{th,nonIrraggiato}$. La scelta di quale metodo usare per le analisi successive viene presa sulla qualità del parametro ΔV_{th} .

2.3.1 Transconductance Change Method

Il *Transconductance Change Method, TCM*, definisce la tensione di soglia come la tensione di gate-source V_{GS} corrispondente al picco massimo della derivata della transconduttanza g_m rispetto alla tensione di gate ($\frac{dg_m}{dV_{GS}}$) ed è valido per bassi valori della tensione V_{DS} . Questa definizione si basa sul fatto che, quando il dispositivo passa dalla regione di debole inversione alla regione di forte inversione, la dipendenza della corrente di drain rispetto a V_{GS} passa dall'essere esponenziale all'essere lineare. La transconduttanza è definita come la derivata prima della corrente I_D rispetto alla tensione V_{GS} , dunque la derivata della g_m corrisponde alla derivata seconda di I_D . Per questo motivo, il massimo di $\frac{dg_m}{dV_{GS}}$ coincide con la tensione alla quale il grafico della corrente passa dalla forma esponenziale a quella lineare. Se V_{DS} è piccola, la tensione per la quale la g_m è massima è molto simile a V_{th} .

Per calcolare il *TCM* si deve trovare il massimo di una funzione, ovvero calcolarne la derivata prima. In questo caso si tratta in realtà di una derivata seconda, essendo già g_m calcolato con una derivata. Il calcolo della derivata non è effettuato su una funzione continua ma su dati misurati con uno step di 5mV di V_{GS} . Questo fa sì che la derivata prima e in modo maggiore la derivata seconda, siano affette da vere e proprie variazioni repentine dovute alla natura granulare dei dati e non da fenomeni fisici. È

2.3 Variazione della tensione di soglia

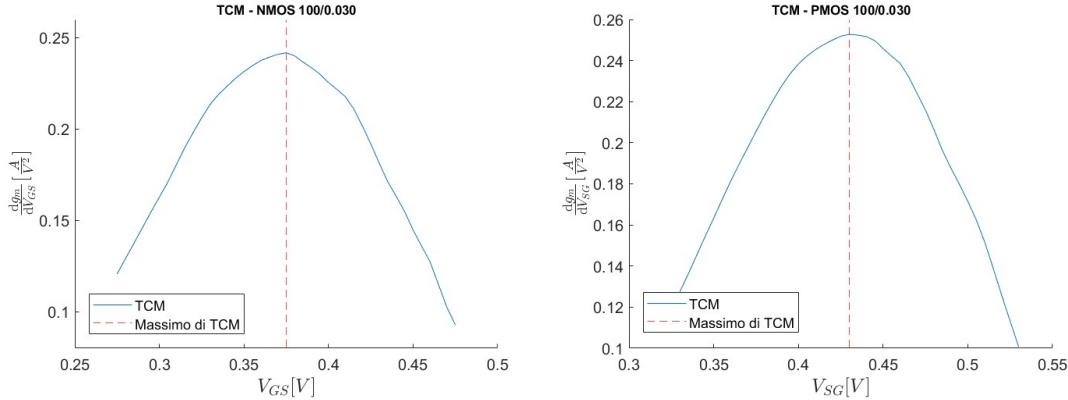


Figura 2.3: Esempio di *TCM* usato su un dispositivo NMOS e un dispositivo PMOS di dimensioni 100-0.030 a $V_{DS} = 150mV$

quindi necessario rendere la funzione studiata meno dipendente da questo effetto. Inoltre, come detto in precedenza, la risoluzione con la quale sono state fatte le misure della corrente di drain è $5mV$ (di V_{GS}). Pertanto, con questo metodo si estrarrebbe una soglia che avrebbe una risoluzione di $5mV$, del tutto inaccettabile in quanto sarebbe maggiore delle variazioni di soglia che potrebbero essere indotte dall'irraggiamento. Per far fronte a questi due problemi, si è scelto di non tenere conto del massimo direttamente ottenuto dallo studio di $\frac{dgm}{dV_{GS}}$ ottenuto dai valori delle misure, ma d'interpolare prima i punti del grafico con una funzione polinomiale e, di ricavare il valore di soglia da questa funzione.

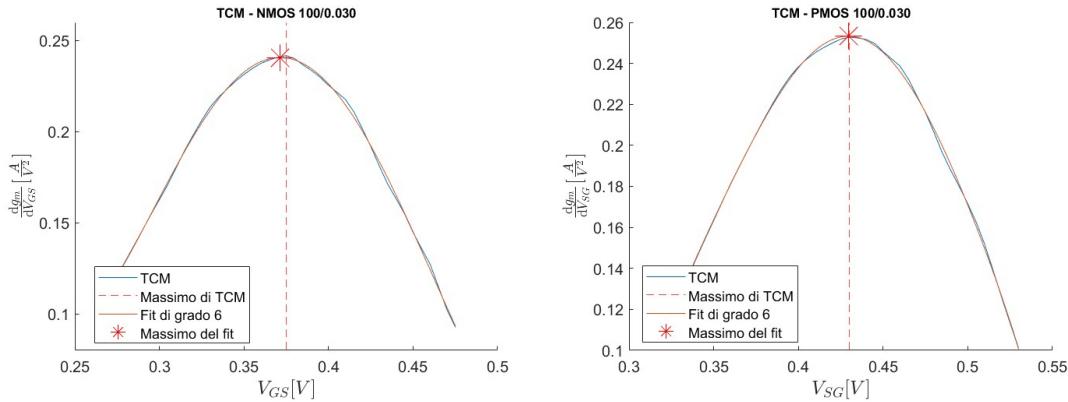


Figura 2.4: Esempio di *TCM* con fit polinomiale usato su un dispositivo NMOS e un dispositivo PMOS di dimensioni 100-0.030 a $V_{DS} = 150mV$

Lo studio del fit polinomiale risolve il problema della bassa risoluzione di misura, ma presenta una potenziale nuovo problema: il valore della V_{th} calcolata potrebbe variare significativamente al variare del grado della funzione polinomiale interpolante. Per capire l'effetto del grado della funzione interpolante sul valore di tensione di soglia estratto, si

Dispositivo	$V_{th}[mV]$ con interpolante di grado:			
	2	4	6	8
100 - 0.030	426.9	429.4	429.4	430.8
100 - 0.060	467.6	469.5	469.3	468.9
200 - 0.030	397.8	399.7	399.3	399.8
200 - 0.060	452.2	454.1	453.5	453.5
200 - 0.180	495.6	495.6	495.3	495.5
600 - 0.030	383.0	387.4	385.9	386.2
600 - 0.060	431.1	434.3	434.7	435.6
600 - 0.180	478.5	480.8	480.6	480.0

Tabella 2.4: Confronto dei valori di V_{th} dei dispositivi PMOS ottenuti con *TCM* con fit polinomiale di diversi gradi

sono effettuate le estrazioni considerando i gradi 2, 4, 6 e 8 e si sono studiati i risultati ottenuti. Lo studio si è effettuato su dispositivi PMOS. Una volta scelto il valore del grado della funzione, lo stesso grado sarà utilizzato anche per l'estrazione della tensione di soglia degli NMOS.

Osservando i valori nella tabella 2.4, si può notare che la tensione di soglia ottenuta non varia molto nel caso dei fit fatti con polinomiali di grado 4, 6 e 8: è raro che la differenza tra questi valori superi 1mV. Non si può dire la stessa cosa per le V_{th} calcolate con fit di grado 2: in questo caso la funzione interpolante ha un grado troppo basso per seguire in modo coerente la curva $\frac{dq_m}{dV_{GS}}$ e quindi il massimo risulta essere molto diverso da quelli calcolati con fit di grado maggiore. Dunque, al fine di fissare al meglio la curva, si è scelto un fit polinomiale di grado 6. In Tabella 2.5 e 2.6 sono riportati i risultati ottenuti con il metodo *TCM* e fit polinomiale di grado 6 su dispositivi PMOS¹ e NMOS pre e post irraggiamento. Mentre nelle tabelle 2.7, 2.8 e nei grafici a figura 2.5 vengono riportati i valori della ΔV_{th} in funzione della dose assorbita².

¹Per i PMOS viene indicata la $|V_{th}|$

²La ΔV_{th} riportata per i PMOS è da intendersi come: $\Delta V_{th} = |V_{th_{post}}| - |V_{th_{pre}}|$

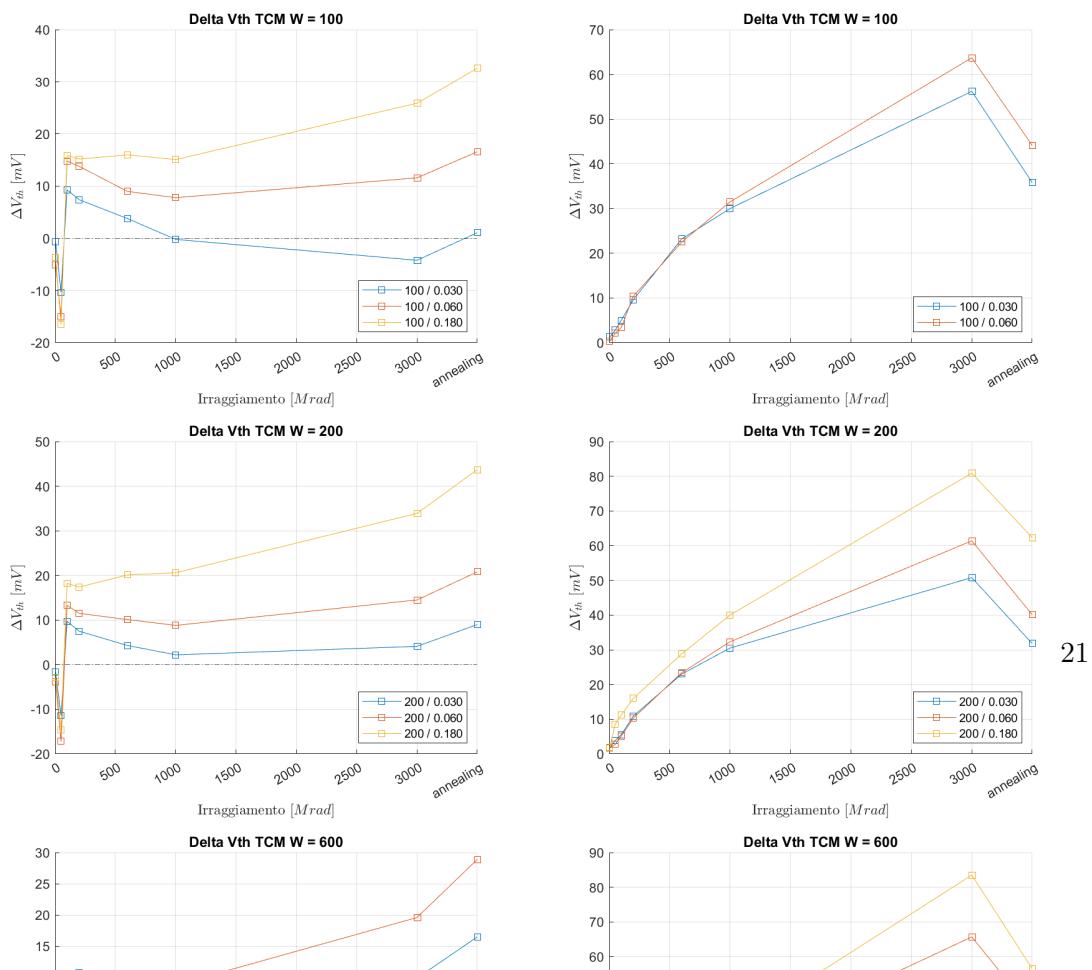
2.3 Variazione della tensione di soglia

Dispositivo	$V_{th}[mV]$									
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing	
100 - 0.030	371.3	370.6	361.0	380.6	378.7	375.1	371.1	367.1	372.4	
100 - 0.060	405.0	399.9	390.0	419.8	418.8	414.0	412.8	416.6	421.6	
100 - 0.180	476.0	472.4	459.5	491.9	491.2	492.0	491.1	501.9	508.6	
200 - 0.030	359.5	357.9	348.1	369.2	367.0	363.8	361.7	363.6	368.5	
200 - 0.060	402.2	398.3	385.0	415.5	413.7	412.3	411.0	416.7	423.0	
200 - 0.180	466.4	463.5	451.8	484.6	483.8	486.5	487.0	500.3	510.1	
600 - 0.060	370.2	364.4	359.3	379.5	381.0	378.1	377.2	380.1	386.7	
600 - 0.180	449.6	447.9	430.7	458.8	458.4	458.9	458.4	469.2	478.5	

Tabella 2.5: V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con TCM

Dispositivo	$ V_{th} [mV]$									
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing	
100 - 0.030	429.4	430.7	432.2	434.4	439.0	452.6	459.4	485.6	465.2	
100 - 0.060	469.3	469.6	471.4	472.7	479.7	491.8	500.8	533.0	513.4	
200 - 0.030	399.3	401.0	403.1	404.8	410.2	422.3	429.8	450.1	431.1	
200 - 0.060	453.5	455.2	456.2	458.6	463.8	476.9	485.8	514.9	493.6	
200 - 0.180	495.3	497.1	503.9	506.5	511.3	524.1	535.3	576.2	557.6	
600 - 0.030	385.9	386.6	388.8	391.0	394.5	405.5	412.3	436.5	416.2	
600 - 0.060	434.7	435.4	438.5	438.9	445.6	458.4	467.8	500.4	478.9	
600 - 0.180	480.6	481.5	483.7	486.0	492.0	507.2	519.6	564.1	537.1	

Tabella 2.6: $|V_{th}|$ dei dispositivi PMOS estratte con TCM



Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	-0.7	-10.3	9.3	7.4	3.8	-0.2	-4.2	1.1
100 - 0.060	-5.1	-15.0	14.8	13.8	9.0	7.8	11.6	16.6
100 - 0.180	-3.6	-16.5	15.9	15.2	16.0	15.1	25.9	32.6
200 - 0.030	-1.6	-11.4	9.7	7.5	4.3	2.2	4.1	9.0
200 - 0.060	-3.9	-17.2	13.3	11.5	10.1	8.8	14.5	20.8
200 - 0.180	-2.9	-14.6	18.2	17.4	20.1	20.6	33.9	43.7
600 - 0.060	-5.8	-10.9	9.3	10.8	7.9	7.0	9.9	16.5
600 - 0.180	-1.7	-18.9	9.2	8.8	9.3	8.8	19.6	28.9

Tabella 2.7: ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *TCM*

Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	1.3	2.8	5.0	9.6	23.2	30.0	56.2	35.8
100 - 0.060	0.3	2.1	3.4	10.4	22.5	31.5	63.7	44.1
200 - 0.030	1.7	3.8	5.5	10.9	23.0	30.5	50.8	31.8
200 - 0.060	1.7	2.7	5.1	10.3	23.4	32.3	61.4	40.1
200 - 0.180	1.8	8.6	11.2	16.0	28.8	40.0	80.9	62.3
600 - 0.030	0.7	2.9	5.1	8.6	19.6	26.4	50.6	30.3
600 - 0.060	0.7	3.8	4.2	10.9	23.7	33.1	65.7	44.2
600 - 0.180	0.9	3.1	5.4	11.4	26.6	39.0	83.5	56.5

Tabella 2.8: ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con *TCM*

2.3.2 Second Difference of the Logarithm of the drain current Minimum method

Il secondo metodo analizzato è il *Second Difference of the Logarithm of the drain current Minimum method*, *SDLM*. Questo metodo definisce la V_{th} come la tensione V_{GS} per la quale si ha il picco minimo della derivata seconda del logaritmo naturale di I_D rispetto alla tensione di gate ($\frac{d^2 \ln I_D}{dV_{GS}^2}$) e vale solo per alti valori di V_{DS} [5].

2.3 Variazione della tensione di soglia

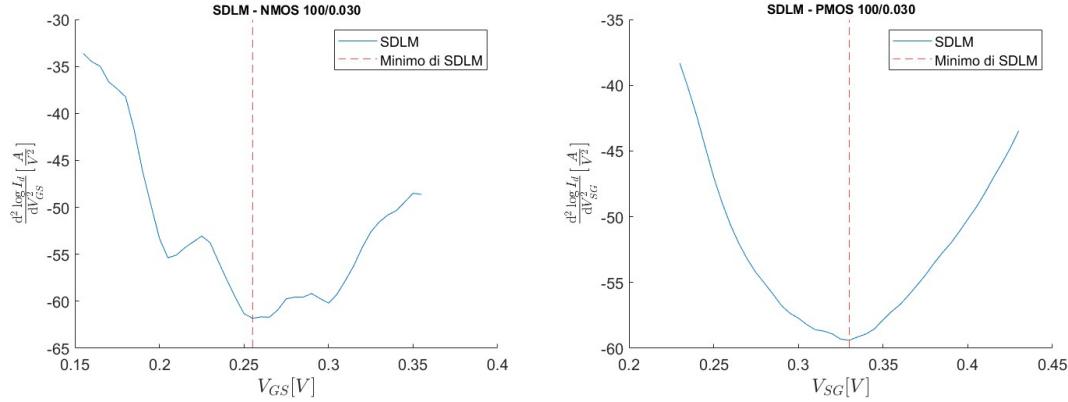


Figura 2.6: Esempio di *SDLM* usato su un dispositivo NMOS e un dispositivo PMOS di dimensioni 100-0.030 a $V_{DS} = 900mV$

Anche per questo metodo si ritrovano le problematiche presenti per il *TCM*: si deve fare il fit di una curva ottenuta come derivata seconda e inoltre la risoluzione della V_{GS} è 5mV. Quindi, anche per questo metodo, abbiamo deciso d'interpolare la funzione ottenuta con una polinomiale e considerare il minimo di quest'ultima.

Dispositivo	$ V_{th} [mV]$ con interpolante di grado:			
	2	4	6	8
100 - 0.030	332.0	322.3	323.5	327.2
100 - 0.060	423.1	416.1	411.6	411.7
200 - 0.030	303.2	298.8	296.5	296.7
200 - 0.060	413.1	404.4	404.9	405.0
200 - 0.180	460.4	453.5	449.3	448.7
600 - 0.030	296.0	291.4	289.7	298.1
600 - 0.060	398.3	393.3	391.8	389.6
600 - 0.180	454.7	446.7	441.4	441.3

Tabella 2.9: Confronto dei valori di $|V_{th}|$ dei dispositivi PMOS ottenuti con *SDLM* con fit polinomiale di diversi gradi

Prendendo in considerazione i dati presenti nella tabella 2.9, si nota come V_{th} assume valori molto diversi a seconda del grado della polinomiale interpolante. Nella maggior parte dei casi, le tensioni di soglia ottenute con polinomiali di grado basso (2 e 4) cambiano molto tra loro e rispetto a quelle ottenute con polinomiali di grado alto (6 e 8), mentre le misure ottenute con queste ultime sono, in genere, molto simili tra loro. Ad esempio, osservando i grafici relativi alla *SDLM* del PMOS 200-0.030 (figura 2.7), si può notare che

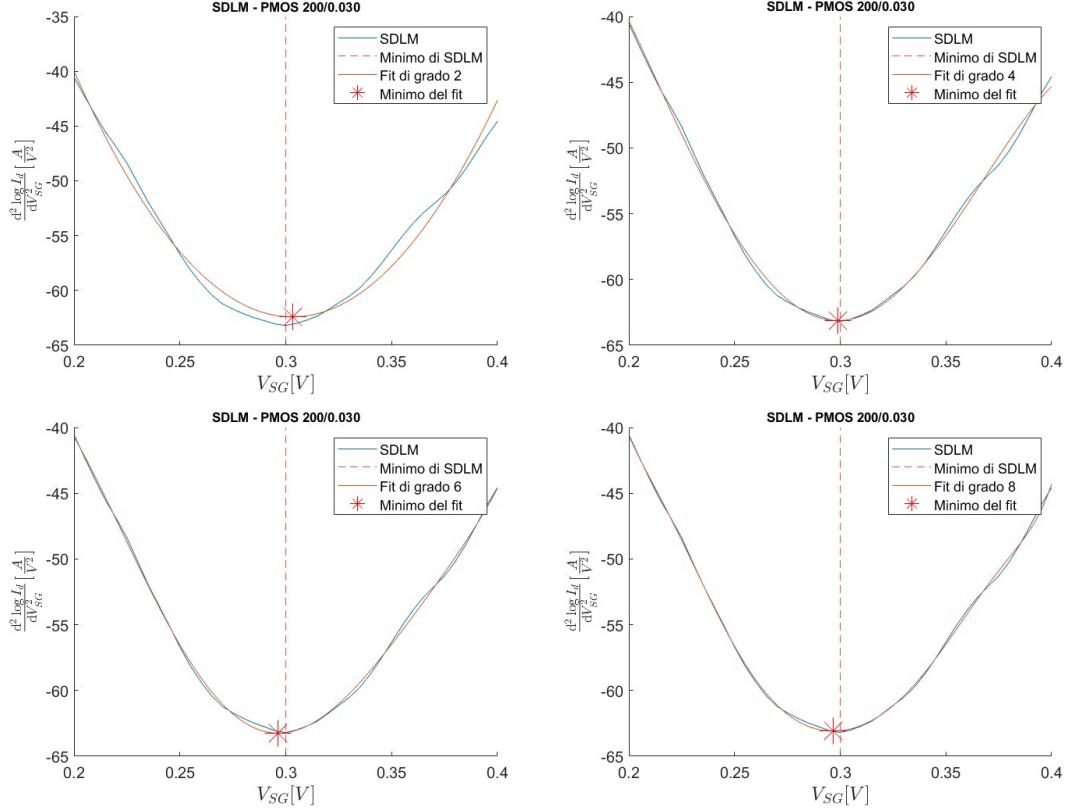


Figura 2.7: Confronto fra differenti fit (al variare del grado della funzione) della curva $\frac{d^2 \ln(I_D)}{dV_{GS}^2}$ per un dispositivo PMOS 200-0.030.

il plot della funzione $\frac{d^2 \ln I_D}{dV_{GS}^2}$ ha un andamento che non viene interpolato in modo preciso da polinomiali di basso grado: per questo i valori minimi si discostano parecchio dai minimi ottenuti con polinomiali di grado maggiore. Risulta pertanto necessario estrarre le tensioni di soglia utilizzando una funzione polinomiale di grado 6.

Di seguito si riportano i valori delle V_{th} e delle ΔV_{th} , per i dispositivi NMOS: tabelle 2.10 e 2.12, e per i PMOS³: tabelle 2.11 e 2.13. Mentre in figura 2.8 si riportano i grafici che mostrano l'andamento della variazione della tensione di soglia (ΔV_{th}), in funzione della dose assorbita.

³Per i PMOS viene indicato il modulo della V_{th} e per il calcolo della variazione si utilizza: $\Delta V_{th} = |V_{th_{post}}| - |V_{th_{pre}}|$.

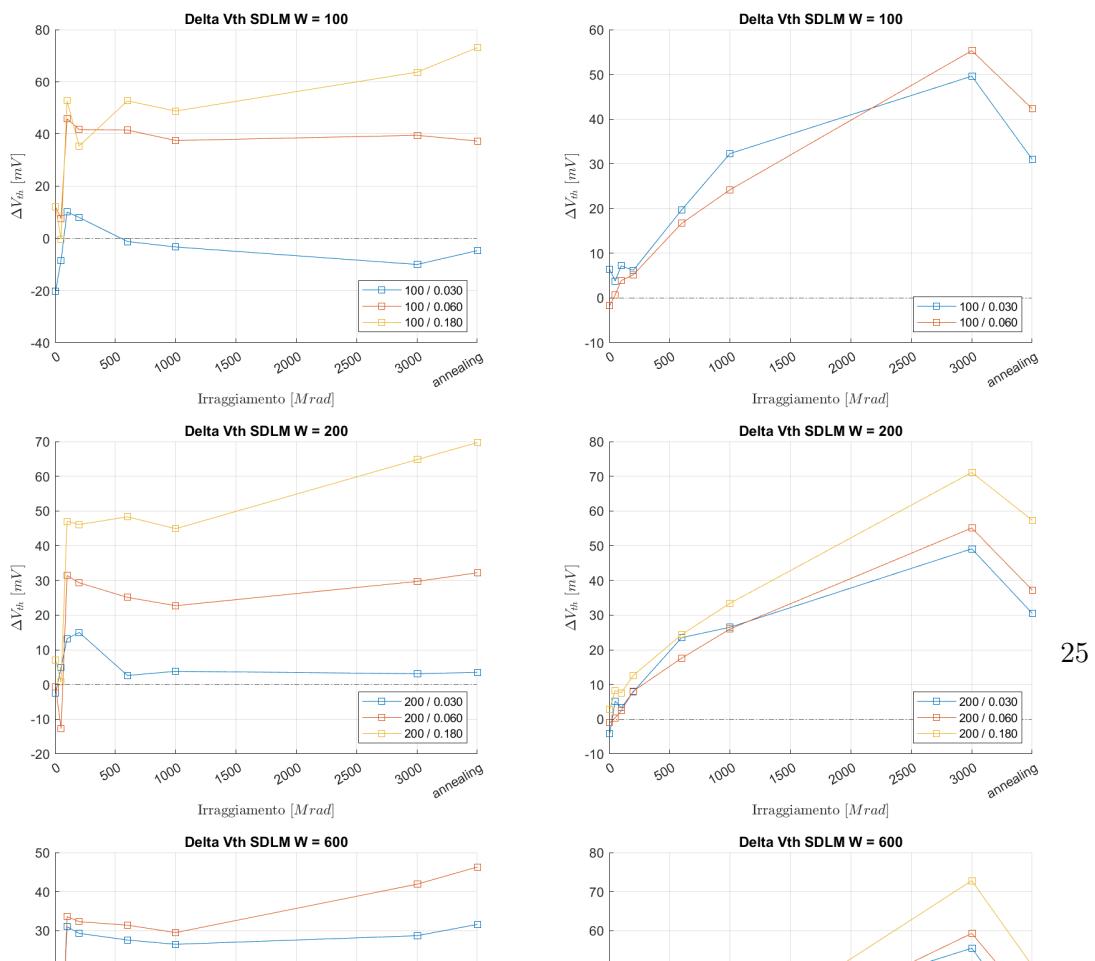
2.3 Variazione della tensione di soglia

Dispositivo	$V_{th}[mV]$									
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing	
100 - 0.030	287.7	259.5	271.2	289.8	287.7	278.5	276.4	269.7	275.0	
100 - 0.060	356.8	327.2	322.7	360.9	356.8	356.6	352.6	354.6	352.4	
100 - 0.180	404.8	381.5	369.1	422.1	404.8	422.1	418.2	433.1	442.5	
200 - 0.030	279.7	262.2	269.6	277.9	279.7	267.3	268.5	267.8	268.2	
200 - 0.060	355.3	325.4	313.3	357.4	355.3	351.1	348.7	355.7	358.2	
200 - 0.180	417.9	378.9	372.5	418.8	417.9	420.1	416.7	436.6	441.5	
600 - 0.060	334.4	276.0	304.0	336.1	334.4	332.7	331.6	333.8	336.7	
600 - 0.180	417.1	381.5	379.6	418.4	417.1	416.2	414.3	426.7	431.1	

Tabella 2.10: V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *SDLM*

Dispositivo	$ V_{th} [mV]$									
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing	
100 - 0.030	323.5	329.9	327.3	330.7	329.7	343.2	355.8	373.1	354.5	
100 - 0.060	411.6	409.9	412.3	415.5	416.8	428.3	435.8	466.9	453.9	
200 - 0.030	296.5	292.4	301.7	299.8	304.4	320.0	323.0	345.6	327.0	
200 - 0.060	404.9	403.9	405.3	407.3	413.0	422.5	430.9	460.0	442.1	
200 - 0.180	449.3	452.1	457.6	456.9	461.9	473.7	482.7	520.4	506.6	
600 - 0.030	289.7	293.0	297.3	297.0	299.9	313.1	325.7	345.2	324.0	
600 - 0.060	391.8	393.4	397.4	396.8	402.0	415.1	421.2	451.1	432.6	
600 - 0.180	441.4	443.4	445.1	444.6	450.9	464.5	474.2	514.2	492.4	

Tabella 2.11: $|V_{th}|$ dei dispositivi PMOS estratte con *SDLM*



Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	-20.2	-8.5	10.1	8.0	-1.2	-3.3	-10.0	-4.7
100 - 0.060	12.1	7.6	45.8	41.7	41.5	37.5	39.5	37.3
100 - 0.180	12.1	-0.3	52.7	35.4	52.7	48.8	63.7	73.1
200 - 0.030	-2.5	4.9	13.2	15.0	2.6	3.8	3.1	3.5
200 - 0.060	-0.6	-12.7	31.4	29.3	25.1	22.7	29.7	32.2
200 - 0.180	7.1	0.7	47.0	46.1	48.3	44.9	64.8	69.7
600 - 0.060	-29.1	-1.1	31.0	29.3	27.6	26.5	28.7	31.6
600 - 0.180	-3.3	-5.2	33.6	32.3	31.4	29.5	41.9	46.3

Tabella 2.12: ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *SDLM*

Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	6.4	3.8	7.2	6.2	19.7	32.3	49.6	31.0
100 - 0.060	-1.7	0.7	3.9	5.2	16.7	24.2	55.3	42.3
200 - 0.030	-4.1	5.2	3.3	7.9	23.5	26.5	49.1	30.5
200 - 0.060	-1.0	0.4	2.4	8.1	17.6	26.0	55.1	37.2
200 - 0.180	2.8	8.3	7.6	12.6	24.4	33.4	71.1	57.3
600 - 0.030	3.3	7.6	7.3	10.2	23.4	36.0	55.5	34.3
600 - 0.060	1.6	5.6	5.0	10.2	23.3	29.4	59.3	40.8
600 - 0.180	2.0	3.7	3.2	9.5	23.1	32.8	72.8	51.0

Tabella 2.13: ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con *SDLM*

2.3.3 Extrapolation in the Linear Region method

Il terzo metodo analizzato è l'*Extrapolation in the Linear Region method, ELR*[4]. La tensione di soglia estratta con questo metodo è data dall'intercetta della extrapolazione lineare della caratteristica $I_D - V_{GS}$ nel suo punto di massima pendenza (cioè il punto di massima transconduttanza, g_m) con l'asse delle ascisse (V_{GS}). Alla tensione così ottenuta, per ottenere la tensione di soglia, si dovrà aggiungere $V_{DS}/2$, dove V_{DS} è la tensione alla quale è stata misurata la caratteristica $I_D - V_{GS}$ interpolata linearmente. Operativamente, il tratto sul quale fare il fit lineare è ottenuto prendendo un determinato intervallo nell'intorno del punto di flesso della $I_D - V_{GS}$.

Lo svantaggio principale di questo metodo è dato dal fatto che il punto di pendenza massima può essere incerto a causa di possibili effetti quali il degrado della mobilità dei portatori di carica e la possibile presenza di resistenze parassite serie al terminale

2.3 Variazione della tensione di soglia

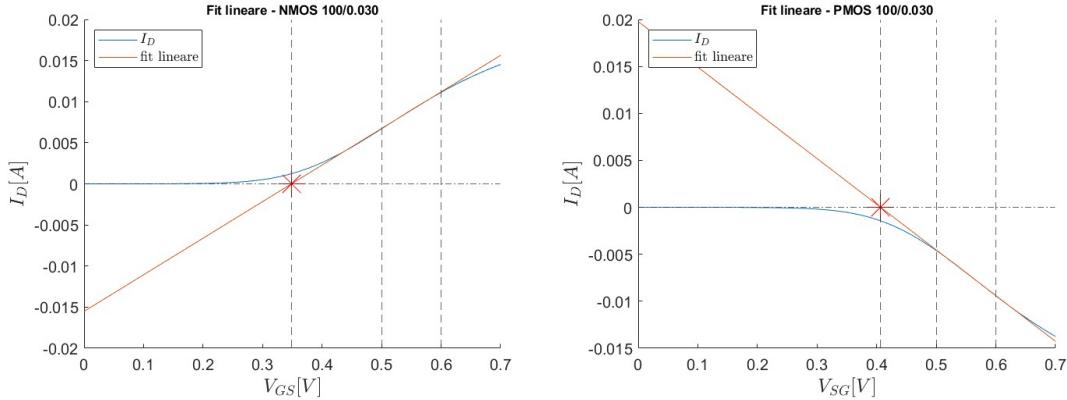


Figura 2.9: Fit lineare della caratteristica I_D-V_{GS} a $V_{DS} = 150mV$ di un NMOS e di un PMOS di dimensioni 100-0.030

di source e drain. Nonostante ciò, per il nostro studio questo metodo potrebbe risultare efficace, in quanto non siamo principalmente interessati al valore della tensione di soglia dei dispositivi, ma alla variazione della tensione di soglia a causa delle radiazioni ionizzanti alle quali i dispositivi vengono sottoposti. Dunque gli errori prodotti dalle resistenze parassite e dalla degradazione di mobilità possono essere considerate come un offset che viene eliminato nel momento in cui si calcola la differenza tra la V_{th} pre e post irraggiamento.

È infine doveroso fare una parentesi sulla regione di linearizzazione considerata per questo studio: infatti non è possibile stabilire con certezza una regione fissa in cui la funzione, ottenuta con misure sperimentali, può essere linearizzata. Il metodo da noi applicato è stato quello di analizzare tutti i possibili intervalli di linearizzazione ampi $100mV$ i cui estremi ricadono nell'intervallo $[300mV; 750mV]$ e scegliere quello il cui il fit approssimava meglio la funzione. All'atto pratico abbiamo considerato l'intervalllo il cui fit ha il coefficiente di determinazione R^2 più alto, che è risultato essere sempre maggiore di 0.999.

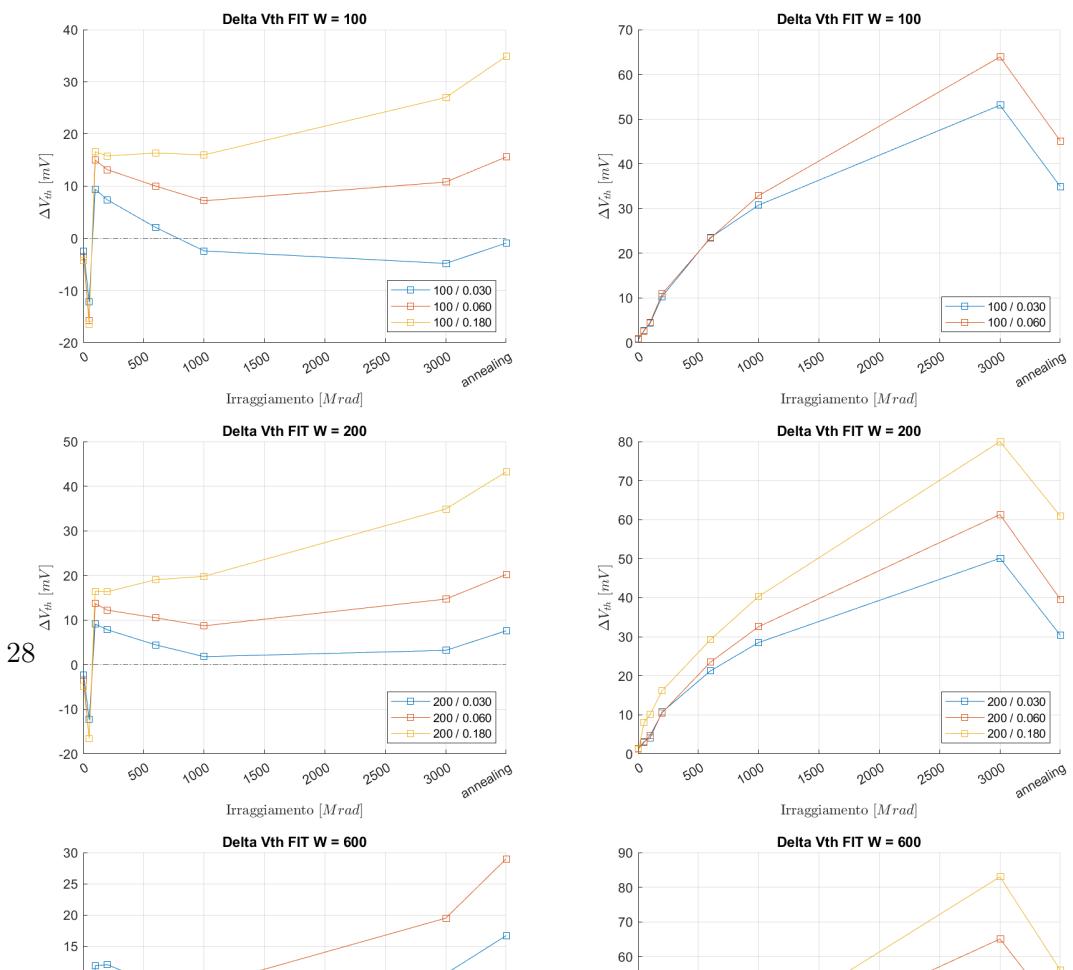
Capitolo 2 Studio sperimentale

Dispositivo	$V_{th}[mV]$									
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing	
100 - 0.030	351.0	348.5	338.8	360.4	358.4	353.1	348.6	346.2	350.1	
100 - 0.060	388.8	385.3	373.1	403.8	402.0	398.8	396.0	399.6	404.4	
100 - 0.180	465.9	461.6	449.4	482.5	481.7	482.3	481.9	492.9	500.8	
200 - 0.030	336.9	334.6	324.6	346.0	344.7	341.3	338.7	340.1	344.5	
200 - 0.060	382.9	379.4	366.4	396.6	395.1	393.4	391.6	397.6	403.1	
200 - 0.180	454.6	449.8	438.1	471.1	471.0	473.6	474.4	489.5	497.8	
600 - 0.060	349.3	347.2	336.7	361.2	361.4	358.1	356.7	359.9	366.0	
600 - 0.180	431.8	427.5	412.4	440.6	440.1	440.8	440.4	451.3	460.8	

Tabella 2.14: V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *ELR*

Dispositivo	$ V_{th} [mV]$								
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	405.8	406.6	408.6	410.1	416.1	429.3	436.6	458.9	440.7
100 - 0.060	452.0	452.9	454.6	456.5	462.9	475.4	484.9	515.9	497.1
200 - 0.030	376.2	377.6	379.3	380.3	386.9	397.5	404.7	426.3	406.6
200 - 0.060	434.6	435.9	437.5	439.3	445.1	458.1	467.2	495.9	474.2
200 - 0.180	482.3	483.5	490.3	492.4	498.5	511.5	522.6	562.3	543.2
600 - 0.030	359.4	360.9	362.5	364.6	370.1	379.8	387.1	410.6	389.2
600 - 0.060	412.8	414.2	417.1	417.5	424.5	437.3	446.1	477.9	455.5
600 - 0.180	463.2	464.4	466.4	468.9	475.2	490.8	502.9	546.2	519.3

Tabella 2.15: $|V_{th}|$ dei dispositivi PMOS estratte con *ELR*



2.3 Variazione della tensione di soglia

Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	-2.5	-12.1	9.4	7.4	2.1	-2.4	-4.8	-0.9
100 - 0.060	-3.5	-15.8	15.0	13.1	10.0	7.2	10.8	15.6
100 - 0.180	-4.3	-16.5	16.6	15.8	16.3	16.0	27.0	34.9
200 - 0.030	-2.3	-12.3	9.1	7.9	4.5	1.8	3.2	7.6
200 - 0.060	-3.5	-16.5	13.6	12.2	10.5	8.7	14.7	20.2
200 - 0.180	-4.9	-16.5	16.5	16.4	19.1	19.8	34.9	43.2
600 - 0.060	-2.2	-12.7	11.8	12.0	8.8	7.4	10.6	16.7
600 - 0.180	-4.3	-19.4	8.8	8.2	9.0	8.6	19.5	29.0

Tabella 2.16: ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *ELR*

Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	0.8	2.8	4.4	10.4	23.5	30.8	53.1	34.9
100 - 0.060	0.9	2.6	4.5	10.9	23.3	32.9	63.9	45.1
200 - 0.030	1.4	3.2	4.1	10.8	21.3	28.6	50.1	30.4
200 - 0.060	1.3	2.9	4.7	10.5	23.5	32.6	61.3	39.6
200 - 0.180	1.2	8.0	10.1	16.2	29.3	40.4	80.0	60.9
600 - 0.030	1.5	3.2	5.2	10.7	20.4	27.7	51.2	29.8
600 - 0.060	1.4	4.3	4.8	11.8	24.5	33.3	65.1	42.7
600 - 0.180	1.2	3.2	5.7	12.0	27.6	39.7	83.0	56.1

Tabella 2.17: ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con *ELR*

2.3.4 Ratio Method

Il *Ratio Method*, *RM* è stato sviluppato per far fronte alle problematicità dell'*ELR*: è stato infatti dimostrato che questo metodo non è influenzato dalla degradazione della mobilità dei portatori di carica né dalle resistenze parassite[4]. Questo metodo si basa sull'assunzione che, a bassi valori di tensione di drain V_{DS} , il rapporto tra la corrente di drain I_D e la radice quadrata della transconduttanza g_m ($\frac{I_D}{\sqrt{g_m}}$) in funzione della tensione di gate V_{GS} si comporti come una funzione lineare. La tensione di soglia V_{th} coincide con il valore della tensione V_{GS} a cui il fit lineare della funzione interseca l'asse delle ascisse. Come detto, questo metodo supera alcuni limiti dei metodi descritti in precedenza, però presenta una problematicità non indifferente: tracciando il grafico di $\frac{I_D}{\sqrt{g_m}}$ in funzione di V_{GS} , questo non verifica appieno l'assunzione di linearità. Dunque non esiste un intervallo in cui il grafico è chiaramente linearizzabile e quindi la misura di V_{th} non rispecchia del

Capitolo 2 Studio sperimentale

tutto il valore reale della tensione di soglia, ma è comunque una buona approssimazione, soprattutto se si considera il ΔV_{th} al crescere dell'irraggiamento. Anche in questo caso, per ottenere il fit lineare più accurato possibile è stato usato lo stesso metodo esposto per l'*ELR*.

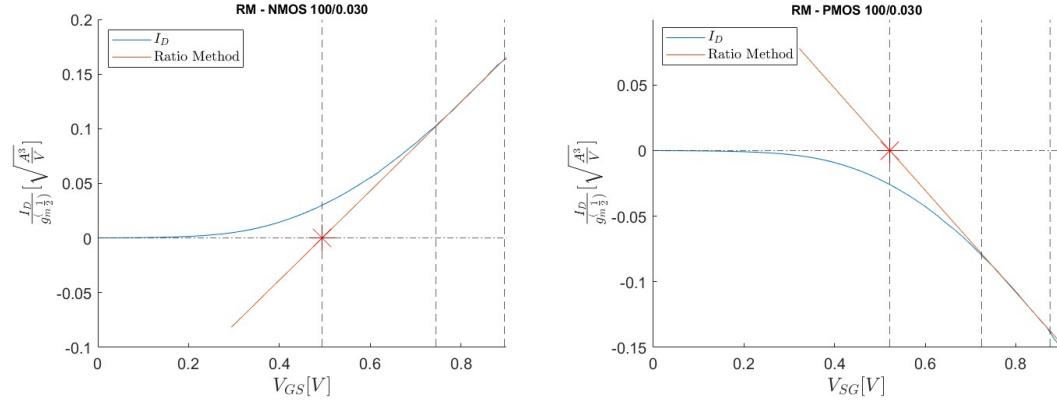


Figura 2.11: Fit lineare della caratteristica $\frac{I_D}{\sqrt{g_m}} - V_{GS}$ a $V_{DS} = 150mV$ di un NMOS e di un PMOS di dimensioni 100-0.030

Dispositivo	$V_{th}[mV]$								
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	494.2	490.9	476.2	449.9	447.5	478.7	478.4	444.0	489.9
100 - 0.060	485.6	481.8	470.9	502.5	499.4	500.3	499.4	506.0	506.9
100 - 0.180	529.4	527.8	503.8	541.0	541.9	541.4	540.9	545.8	550.8
200 - 0.030	485.2	497.4	483.1	486.8	496.7	504.1	497.3	500.3	499.0
200 - 0.060	499.8	482.9	467.2	499.6	498.9	503.1	514.1	513.6	518.1
200 - 0.180	523.4	515.8	507.5	542.1	538.6	544.1	546.2	506.6	555.1
600 - 0.060	514.9	507.4	504.9	517.3	521.4	521.2	514.3	512.8	526.5
600 - 0.180	539.0	537.0	525.9	546.6	546.2	545.6	546.1	550.2	557.4

Tabella 2.18: V_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *RM*

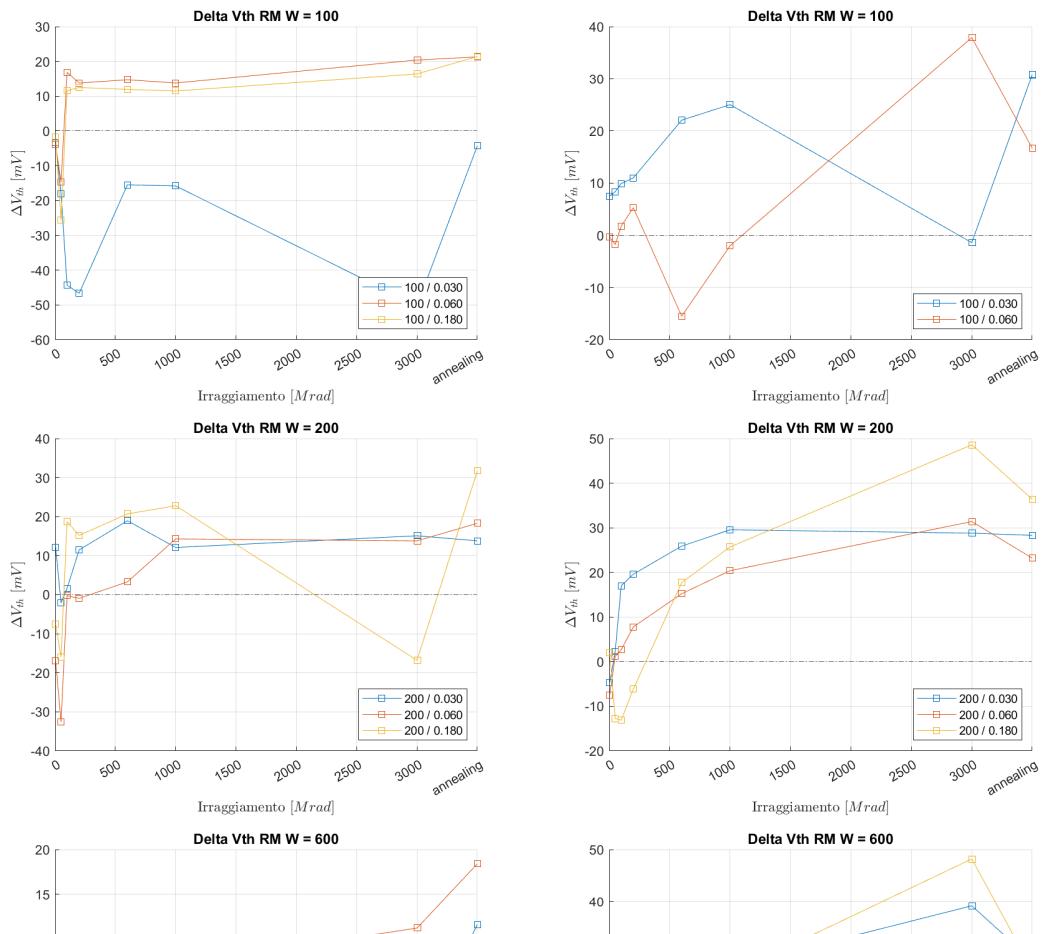
2.3 Variazione della tensione di soglia

Dispositivo	$ V_{th} [mV]$									
	pre	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing	
100 - 0.030	522.3	529.8	530.7	532.2	533.3	544.4	547.3	520.9	553.1	
100 - 0.060	543.6	543.3	541.8	545.4	548.9	528.1	541.6	581.5	560.3	
200 - 0.030	525.2	520.5	527.4	542.2	544.8	551.1	554.7	554.0	553.5	
200 - 0.060	547.9	540.5	549.1	550.6	555.7	563.1	568.3	579.3	571.1	
200 - 0.180	551.1	553.1	538.3	538.0	545.0	568.8	576.8	599.7	587.5	
600 - 0.030	527.8	539.9	537.3	540.2	539.9	550.8	555.2	567.0	556.5	
600 - 0.060	557.2	552.2	558.5	559.7	558.7	567.6	576.7	589.6	575.2	
600 - 0.180	555.2	559.3	556.9	559.4	559.7	574.3	581.3	603.4	582.1	

Tabella 2.19: $|V_{th}|$ dei dispositivi PMOS estratte con *RM*

Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	-3.3	-18.0	-44.3	-46.7	-15.4	-15.8	-50.2	-4.3
100 - 0.060	-3.9	-14.7	16.8	13.8	14.7	13.8	20.4	21.3
100 - 0.180	-1.6	-25.6	11.6	12.6	12.0	11.5	16.4	21.4
200 - 0.030	12.2	-2.1	1.7	11.5	19.0	12.1	15.1	13.8
200 - 0.060	-16.9	-32.5	-0.2	-0.9	3.3	14.3	13.8	18.3
200 - 0.180	-7.6	-15.9	18.7	15.2	20.7	22.8	-16.8	31.7
600 - 0.060	-7.5	-9.9	2.4	6.5	6.3	-0.6	-2.1	11.6
600 - 0.180	-1.9	-13.0	7.6	7.2	6.7	7.1	11.2	18.4

Tabella 2.20: ΔV_{th} dei dispositivi NMOS estratte con *RM*



Dispositivo	$\Delta V_{th}[mV]$							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100 - 0.030	7.5	8.4	9.9	11.0	22.1	25.1	-1.4	30.8
100 - 0.060	-0.3	-1.8	1.8	11.0	-15.5	-2.0	37.9	16.7
200 - 0.030	-4.7	2.2	17.0	19.6	25.9	29.5	28.8	28.3
200 - 0.060	-7.5	1.1	2.6	7.7	15.2	20.3	31.4	23.2
200 - 0.180	2.0	-12.7	-13.1	-6.1	17.8	25.7	48.6	36.4
600 - 0.030	12.1	9.5	12.4	12.1	23.0	27.5	39.2	28.7
600 - 0.060	12.1	1.3	2.5	12.1	10.4	19.5	32.4	18.0
600 - 0.180	-4.6	1.8	4.3	4.5	19.2	26.1	48.2	26.9

Tabella 2.21: ΔV_{th} dei dispositivi PMOS estratte con *RM*

2.3.5 Riepilogo

Per concludere questa sezione si vogliono osservare gli andamenti delle curve della tensione di soglia V_{th} al variare della dose, con l'obiettivo di far incontrare la teoria, trattata alla sezione 1.2.2, e dati sperimentali. In particolare si è scelto di fare questa analisi sul dispositivo a larghezza $W = 100\mu m$ e a lunghezza $L = 30nm$ sia per il transistore MOSFET a canale N che a canale P.

Mettendo a confronto tutti i metodi utilizzati nelle sezioni precedenti si trovano offset sugli andamenti anche superiori a $200mV$, figura 2.13, che, però, non rappresentano un problema, poiché l'obiettivo è osservare la variazione della tensione di soglia. Nella figura 2.14 vengono mostrare le curve ΔV_{th} . È da notare come la maggior parte dei metodi segue lo stesso andamento sia per i transistori MOSFET a canale N sia per quelli a canale P.

MOSFET a canale N Osservando il grafico 2.14a si ha che per dosi superiori a $50Mrad$ *ERL*, *SDLM* e *TCM* sono molto simili (differenze poco superiori ai $5mV$) mentre per dosi inferiori *SDLM* si distingue dalle altre due. Prendendo come riferimento queste curve, inizialmente si ha un decremento della V_{th} , dovuto all'accumulo di cariche positive nell'ossido; a $100Mrad$ di *TID* si ha un aumento significativo della tensione di soglia (circa $20mV$), che può essere spiegato dall'intrappolamento di cariche negative da parte delle trappole all'interfaccia. Infine, per dosi superiori a $100Mrad$ si osserva un decremento della V_{th} a cui non si è riusciti a trovare una spiegazione.

MOSFET a canale P Per quanto riguarda i PMOS, grafico 2.14b, si osserva che *ERL*, *SDLM* e *TCM* hanno andamenti quasi sovrapposti che mostrano lo stesso comportamento del modulo della tensione di soglia⁴, che aumenta sempre all'aumentare della dose.

⁴Il calcolo della variazione della tensione di soglia nei PMOS è $\Delta V_{th} = |V_{th,post}| - |V_{th,pre}|$

2.4 Variazione della transconduttanza

Questo fenomeno è giustificato dall'aumento di cariche positive alla giunzione Si/SiO_2 . A seguito della procedura di annealing si può osservare un recupero importante, di circa $20mV$.

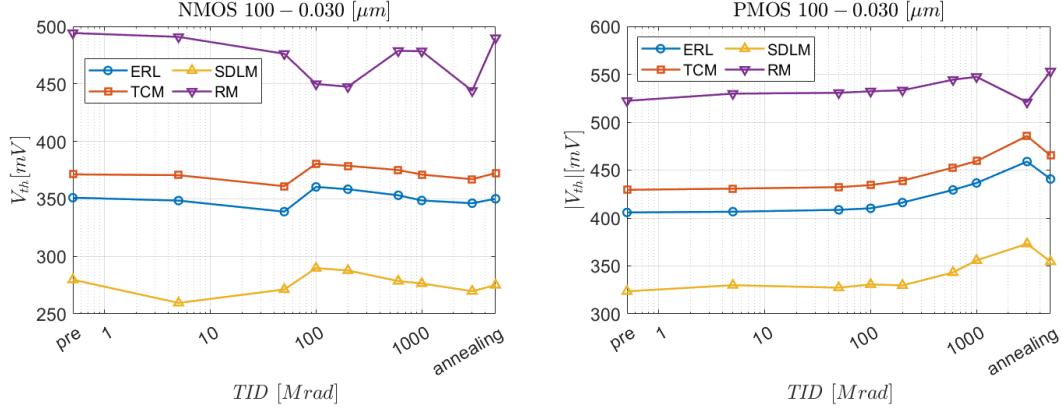


Figura 2.13: Confronto curve della V_{th} dei diversi metodi utilizzati al variare della dose, per i dispositivi NMOS, a sinistra, e PMOS, a destra, con dimensione $W = 100\mu m$ e $L = 30nm$.

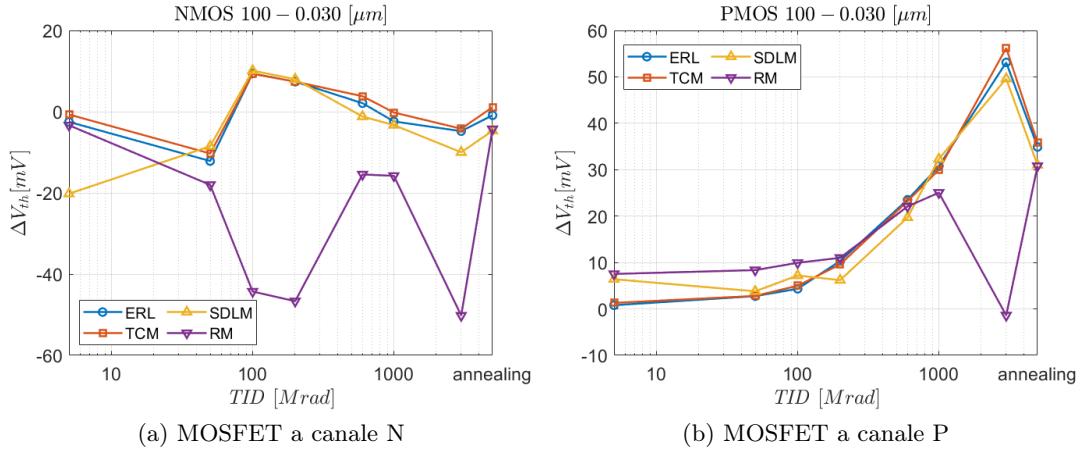


Figura 2.14: ΔV_{th} al variare della dose per diversi metodi di estrazione, per dispositivi con dimensione $W = 100\mu m$ e $L = 30nm$.

2.4 Variazione della transconduttanza

Un parametro utile ad indicare quanto un dispositivo MOSFET possa regolare la corrente di drain I_D , attraverso la tensione V_{GS} , è la transconduttanza g_m . Essa è definita dal rapporto incrementale:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (2.1)$$

Nel caso in cui il MOSFET si trovi nella regione di saturazione si ottiene la seguente espressione:

$$g_m = \frac{W}{L} \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot (V_{GS} - V_{th}) \quad (2.2)$$

2.4.1 Calcolo della transconduttanza

Derivare dei dati discontinui porta sempre, o quasi sempre, ad avere delle curve spezzate, per le quali è difficile trarre informazioni utili. Questo è stato il caso per la transconduttanza; la figura 2.15a (curva di sinistra) rappresenta la g_m di un transistor MOSFET a canale N, con $W = 100\mu m$ e $L = 30nm$ senza eseguire nessun tipo di smooth; in particolare, per alte V_{GS} , il difetto è molto marcato. Per ridurre questo effetto, oltre ad applicare alla fine uno smooth di ampiezza 5, due valori prima e due valori dopo; sono state calcolate due transconduttanze, la prima g_m' normalmente, mentre, per la seconda g_m'' si è eseguito il rapporto incrementale tra I_D e V_{GS}^* , tensione gate-source shiftata di una posizione, duplicando il primo valore ed eliminando l'ultimo. In seguito la transconduttanza è stata ricavata eseguendo la media tra i singoli valori di g_m' e g_m'' :

$$g_{mi} = \frac{g_{m'i} + g_{m''i}}{2} \quad i \in [1, 2, 3...] \quad (2.3)$$

Trovando, per il dispositivo in questione, la curva a figura 2.15b(curva a destra).

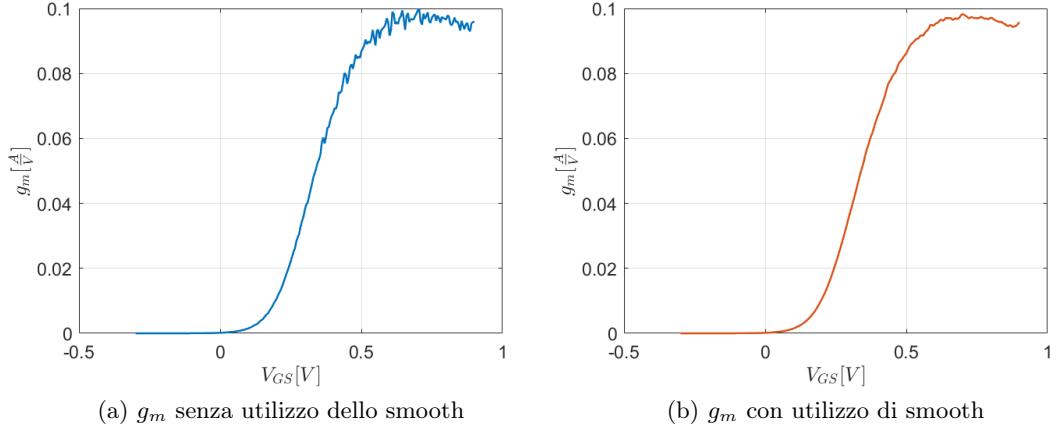


Figura 2.15: Confronto delle transconduttanze calcolate senza applicare smooth e con l'utilizzo di smooth.

A figura 2.16 vengono mostrati i grafici relativi alla transconduttanza per i diversi transistori MOSFET, sia a canale N che P. Avendo imposto, sul dispositivo che effettua

2.5 Variazione della corrente di leakage

le misure statiche, il limite di corrente di drain a $100mA$ (positiva e negativa); per i dispositivi con larghezza $600\mu m$ e con lunghezze inferiori a $60nm$, questo limite viene raggiunto spiegando così il motivo del crollo della g_m per alte V_{GS} .

Uno degli effetti delle radiazioni ionizzanti è quella di ridurre la mobilità dei portatori di carica μ all'interno del canale. Osservando l'espressione della g_m si nota la proporzionalità diretta con la mobilità dei portatori comportando una riduzione della transconduttanza, all'aumentare della dose assorbita. Per confermare questo effetto, si è calcolata la variazione della transconduttanza, in percentuale, all'aumentare della dose assorbita:

$$\Delta g_{m post} \% = \frac{g_{m post} - g_{m pre}}{g_{m pre}} \cdot 100 \quad (2.4)$$

Con $g_{m post}$ si intende il massimo valore della transconduttanza per un certo dosaggio, e similmente per $g_{m pre}$, il massimo valore pre-irraggiamento. L'effetto è stato confermato dai dati sperimentali (tabelle 2.22 e 2.23 e figura 2.17) ottenuti dai transistori⁵ sotto osservazione in questo lavoro di tesi.

Dispositivo	% Δg_m							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100-0.030	-0.3866	-0.4273	-0.7731	-0.7528	-1.2004	-2.2787	-4.0081	-4.2930
100-0.060	-0.2759	-0.6667	-1.6092	-1.6092	-1.8851	-2.7126	-4.6207	-4.2989
100-0.180	1.1011	1.1567	-2.7027	-2.2356	-2.2356	-4.1263	-6.9069	-7.0181
200-0.030	-0.1333	0.3758	-0.9939	-1.2000	-1.8667	-2.7273	-5.0182	-5.0788
200-0.060	1.3702	0	-1.3823	-1.4915	-2.0007	-3.0799	-4.8139	-4.9473
200-0.180	0.5282	0.3815	-3.3744	-3.3451	-4.5775	-5.4577	-9.5364	-9.5070
600-0.060	-1.4440	-1.8532	-4.0193	-3.4817	-4.4765	-5.1023	-6.1773	-6.4902
600-0.180	0.8105	1.0132	-4.2553	-4.5086	-4.8632	-5.6738	-8.0041	-8.7133

Tabella 2.22: Variazioni della transconduttanza al variare della dose assorbita in un MOSFET a canale N.

2.5 Variazione della corrente di leakage

Idealmente per tensioni *gate-source* inferiori alla tensione di soglia il transistore MOSFET non lascia passare nessuna corrente di *drain*, $I_D = 0$. Nella realtà questo non è vero, infatti sono presenti le cosiddette *leakage current*, correnti di perdita, quali possono

⁵La V_{DS} da cui è stata estratta la transconduttanza è di $0.9V$, nel caso di NMOS, mentre per PMOS $-0.9V$.

Dispositivo	% Δg_m							
	5Mrad	50Mrad	100Mrad	200Mrad	600Mrad	1Grad	3Grad	annealing
100-0.030	-0.1216	-0.9325	-1.4393	-1.1555	-3.0205	-4.1557	-11.2508	-6.4058
100-0.060	-0.1578	-0.8343	-1.3078	-1.0372	-3.1342	-4.3292	-12.2435	-6.5614
200-0.030	0.0797	-0.4461	-0.7328	0.1593	-1.3223	-1.4338	-6.2291	-3.7757
200-0.060	0.1837	-0.4898	-0.8878	-0.2908	-1.8062	-2.4797	-8.8321	-4.4390
200-0.180	-0.6345	-1.7766	-1.2690	-1.5228	-3.2995	-5.0761	-18.6548	-11.1675
600-0.030	-0.0069	-0.2477	-0.3647	0.1651	-0.9770	-0.7362	-4.9539	-3.4884
600-0.060	0.0494	-0.0412	-0.6837	0.1565	-0.9885	-1.5568	-7.4876	-4.3822
600-0.180	0.1198	-0.4790	-1.1976	-1.0579	-3.2335	-4.3114	-17.9441	-8.8423

Tabella 2.23: Variazioni della transconduttanza al variare della dose assorbita in un MOSFET a canale P.

variare a seconda della tipologia del dispositivo, NMOS o PMOS, o anche per la dimensione. Queste perdite possono essere rilevanti o trascurabili a seconda dell'intensità; A figura 2.18, confronti tra NMOS e PMOS delle correnti di perdita estratti per valori di $V_{GS} = -0.3V$ e $V_{DS} = 0.45V$ ⁶, si possono scovare tre differenze principali:

Distacco della curva I_{off} tra NMOS e PMOS Nella figura 2.18 la differenza tra i dispositivi a canale N e a canale P è molto evidente superate le dosi superiori ai 600Mrad, soprattutto per il dispositivo 600 – 0.060 (b), raggiungendo differenze all'ordine dei μA . Infatti, come già anticipato nella sezione 1.2.2, i MOSFET a canale N sono soggetti alla creazione di transistor parassiti nella STI con l'effetto di aumentare la I_{off} .

Differenze d'intensità in dispositivi a dimensioni diverse La corrente di drain presenta una proporzionalità con le dimensioni del dispositivo, in particolare $I_D \propto \frac{W}{L}$. Osservando, ad esempio, la figura 2.18a si nota come la l'aumento della lunghezza, da 30 a 60nm provoca un abbassamento della I_{off} , mentre a parità di L e all'aumentare di W si ha un aumento della corrente di perdita.

Effetto della ΔV_{th} a bassi dosaggi sui NMOS Come già parlato nella sezione 1.2.2, e confermato dai dati nella sezione 2.3, la variazione della tensione di soglia, nei dispositivi NMOS, inizialmente è negativa a bassi dosaggi (circa 10Mrad) diminuendo la V_{th} e quindi aumentando la corrente drain-source di perdita, a figura 2.19 vengono mostrati gli andamenti della I_{off} per i dispositivi a larghezza 100 μm con lunghezza 60nm e 180nm e per i dispositivi $W = 600\mu m$ e $L = 60nm$ e 180nm, con un focus particolare sui bassi dosaggi di radiazioni ionizzanti.

⁶Per i PMOS si intendono $V_{SG} = -0.3V$ e $V_{SD} = 0.45V$

Per concludere si riportano a figura 2.20 i grafici delle variazioni della *leakage current*, ΔI_{off} , al variare della dose assorbita.

2.6 Variazione della corrente I_{on}

Fissato il valore della tensione V_{DS} , la I_{on} è definita come il valore di corrente di Drain I_D che attraversa un MOSFET quando il valore della tensione V_{GS} è massimo:

$$I_{on}(V_{DS}) = \max_{V_{GS}} I_D(V_{DS}, V_{GS}) \quad (2.5)$$

Per questo studio, si è interessati all'andamento percentuale di questo parametro al crescere delle radiazioni totali subite e successivamente all'*annealing*. Il valore massimo di V_{GS} considerato è il valore massimo utilizzato per le misure, ovvero $900mV$. L'unica eccezione è il MOSFET a canale P di dimensioni 600-0.030, per il quale è stata considerata la I_D a $V_{GS} = 700mV$, poiché a $V_{GS} = 900mV$ satura. Alcuni risultati ottenuti sono mostrati nelle immagini 2.21 ($V_{DS} = 450mV$) e 2.22 ($V_{DS} = 900mV$).

Analizzando i grafici si possono ottenere diverse informazioni:

1. **A parità di dispositivo e V_{DS} :** per i MOSFET a canale N, la I_{on} a basse dosi di irraggiamento aumenta leggermente (tra 0% e 5% del valore pre-irraggiamento), ma intorno ai $100Mrad$ di TID il valore diminuisce in maniera repentina. All'aumentare ulteriore dell'irraggiamento, il valore di I_{on} cala in modo costante, ma lentamente. Le stessa cosa succede dopo l'*annealing*. Per i MOSFET a canale P, invece, il valore della I_{on} cala in modo quasi lineare con l'irraggiamento, in maniera più consistente di quanto faccia per i dispositivi a canale N dopo i $100Mrad$ di radiazioni subite. In seguito all'*annealing*, il valore di I_{on} nei PMOS aumenta notevolmente, senza però avvicinarsi al valore pre-irraggiamento.
2. **A parità di dispositivo e di irraggiamento:** al variare di V_{DS} il comportamento è differente per dispositivi a canale N e dispositivi a canale P. Per i primi, le radiazioni hanno un effetto più evidente al crescere della tensione, causando una diminuzione percentuale maggiore. Ad esempio, per i MOSFET a canale N di lunghezza $180nm$, passando da $V_{DS} = 450mA$ a $V_{DS} = 900mA$, il valore di $\Delta I_{on}\%$ a $3Grad$ di TID aumenta di circa il 5%. Per i MOSFET a canale P, invece, la $\Delta I_{on}\%$ non è influenzata significativamente dal valore di V_{DS} .
3. **A parità di V_{DS} , larghezza e tipologia di canale:** la lunghezza del canale influenza fortemente il degrado della I_{on} . La differenza percentuale è tanto più negativa quanto più la lunghezza dei MOSFET è maggiore. Nei grafici è presente un'eccezione: la $\Delta I_{on}\%$ del MOSFET a canale P di dimensione 600-0.060 pare essere meno negativa rispetto a quella del MOSFET della stessa tipologia di dimensione 600-0.030. Quest'eccezione in realtà è dovuta alle modalità con cui è stata calcolata la I_{on} per quest'ultimo dispositivo (vedi sopra).

2.7 Guadagno Intrinseco

Il guadagno intrinseco (A_{vi}) è definito come il massimo guadagno ottenibile da un MOSFET, polarizzato da un generatore di corrente ideale. Fornisce una misura di quanto un MOSFET possa amplificare senza essere influenzato da elementi esterni. Esso viene calcolato come:

$$A_{vi} = g_m \cdot r_0 = \frac{g_m}{g_{ds}} \quad (2.6)$$

Con g_m la transconduttanza e r_0 la resistenza in uscita dal transistor ($1/g_{ds}$). Spesso, il grafico di A_{vi} , viene mostrato in funzione del coefficiente di inversione (I_{C0}), parametro utile per descrivere il grado di inversione del canale (debole: per valori inferiori a 0.1, moderata: tra 0.1 e 10, forte: superiori a 10) il quale si può ricavare dalla I_D ad alte V_{DS} :

$$I_{C0} = \frac{I_D}{I_Z^*} \cdot \frac{L}{W} \quad (2.7)$$

La corrente caratteristica (I_Z^*) è stata misurata pre-irraggiamento. I valori sono riportati nella tabella 2.24.

Tipologia Canale	$I_Z^*[nA]$
N	470
P	370

Tabella 2.24: Valori della corrente caratteristica misurati prima dell'irraggiamento

A figura 2.23 vengono mostrati i grafici A_{vi} - I_{C0} , raggruppati per larghezza di canale, prima e dopo l'irraggiamento a 3Grad, per transistori MOSFET a canale N e P.

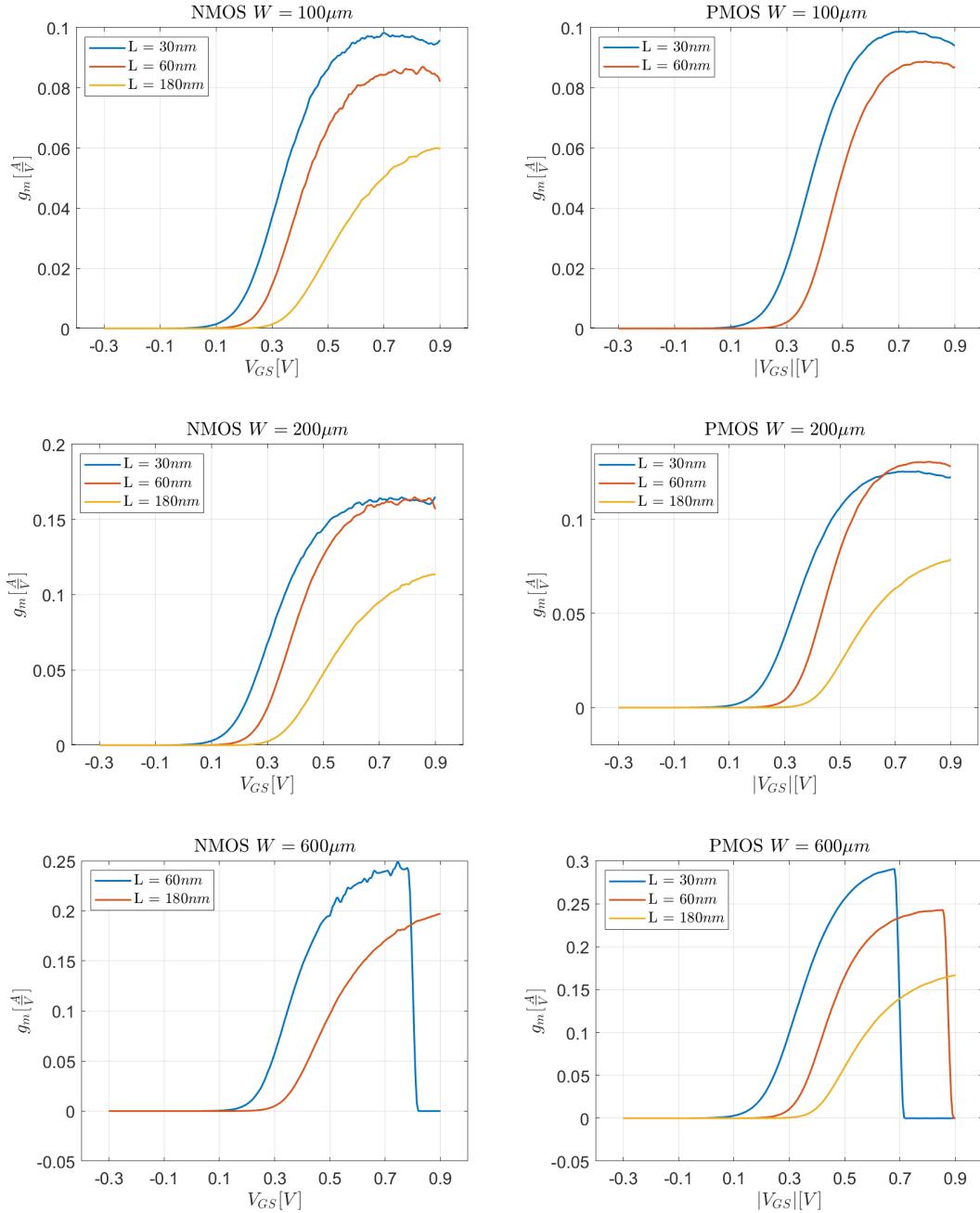


Figura 2.16: Transconduttanza calcolata nei dispositivi MOSFET prima di subire la dose di irraggiamento. canale N, a sinistra, e canale P, a destra, i grafici sono raggruppati per larghezza di canale.

Capitolo 2 Studio sperimentale

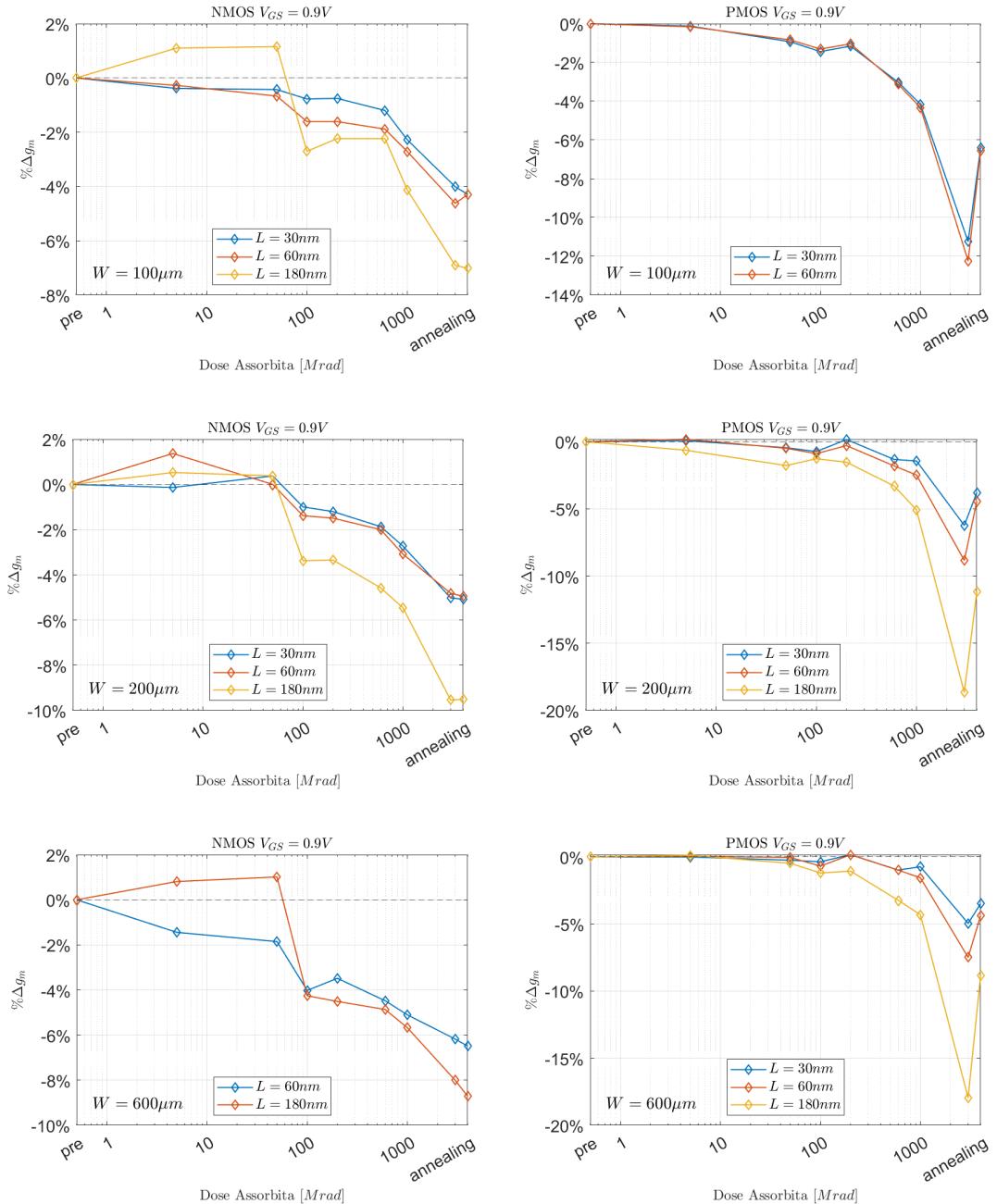


Figura 2.17: Curve Δg_m percentuale al variare della dose assorbita: a sinistra i transistori MOSFET a canale N e a destra a canale P. I grafici sono raggruppati per larghezza di canale.

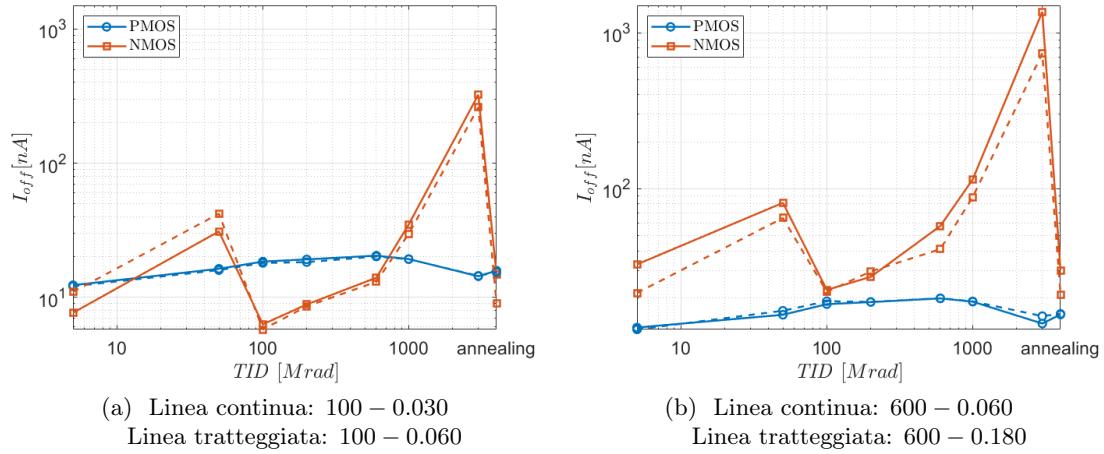


Figura 2.18: Confronto *leakage current* tra dispositivi NMOS e PMOS; a sinistra, figura (a), le larghezze $100\mu m$ mentre a figura (b) le larghezze $600\mu m$.

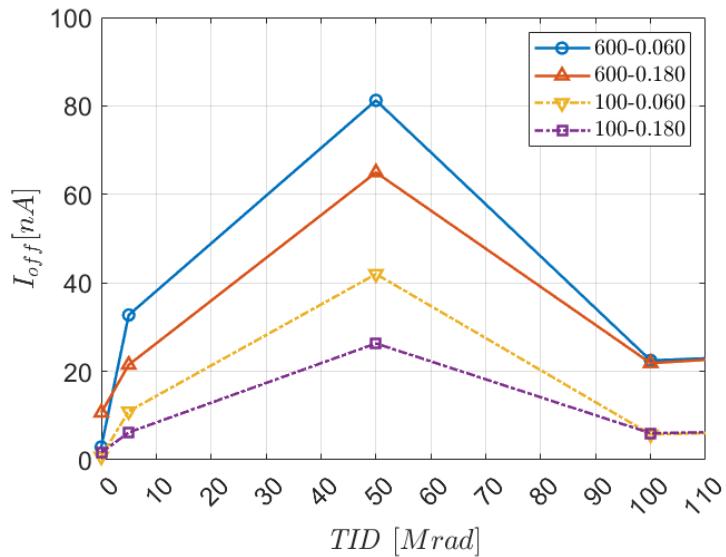


Figura 2.19: Confronto della I_{off} di diversi dispositivi NMOS

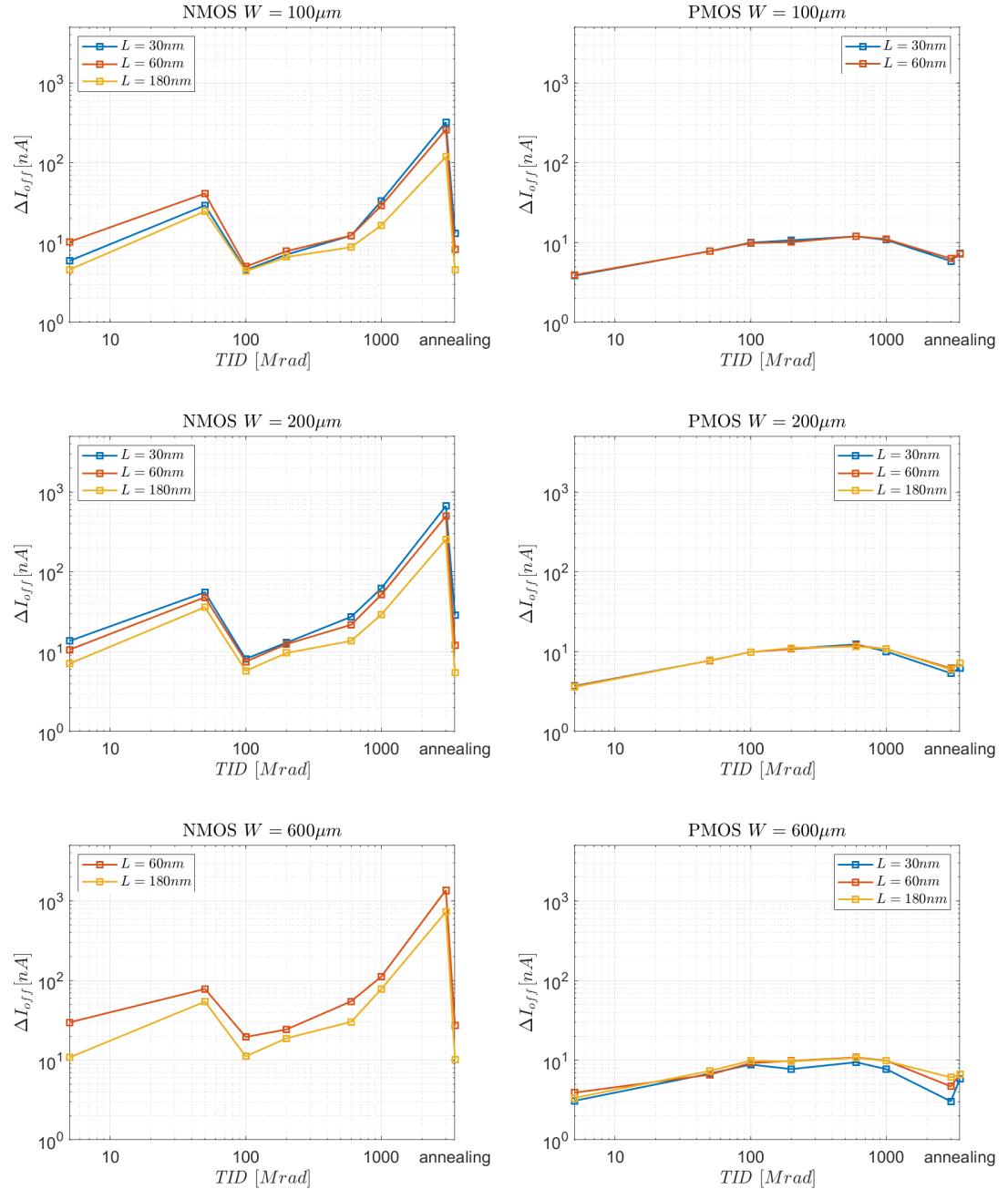


Figura 2.20: Confronti della ΔI_{off} al variare della dose assorbita, a sinistra i NMOS e a destra i PMOS, i dispositivi sono raggruppati per larghezza di canale.

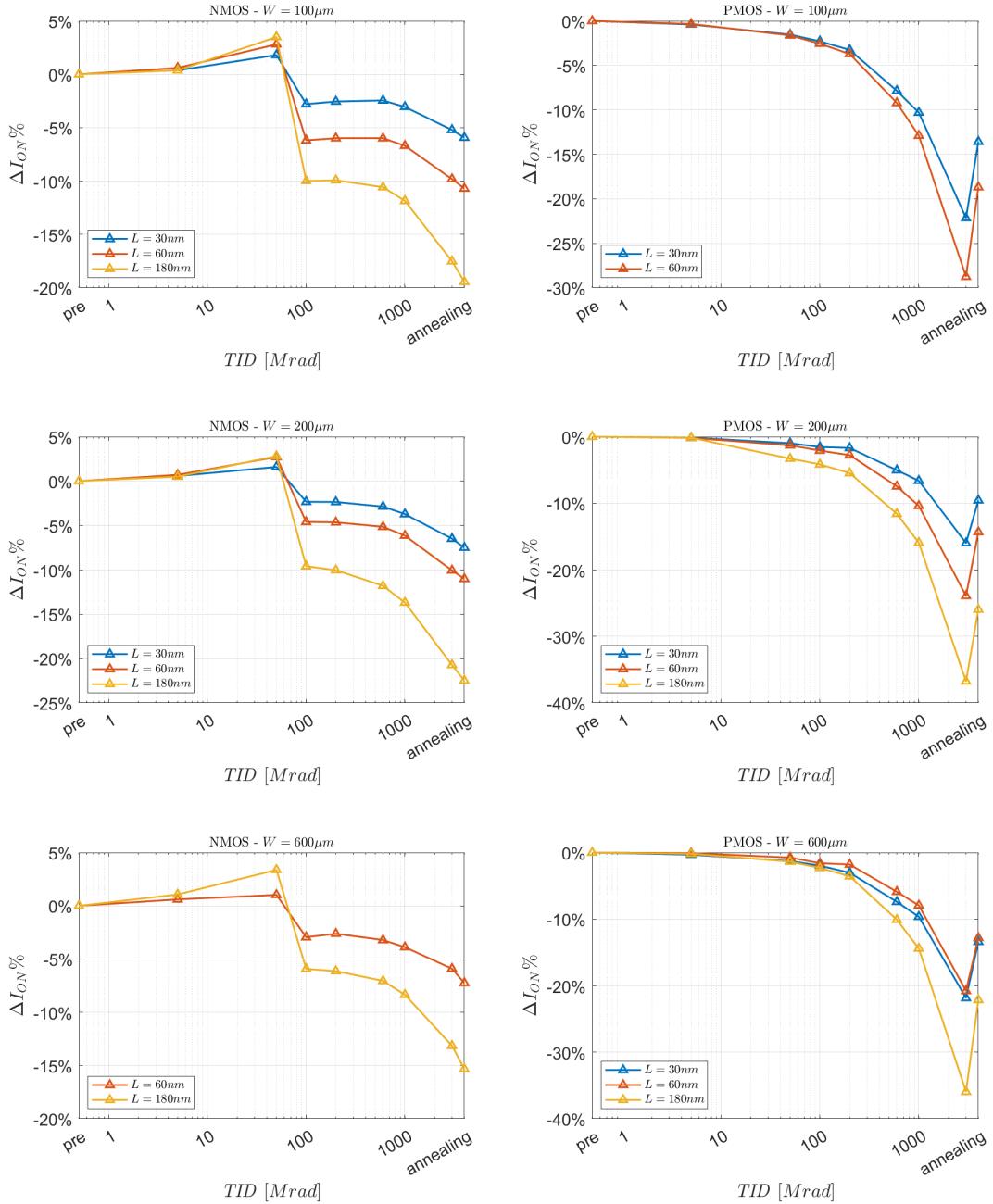


Figura 2.21: $\Delta I_{on} \%$ calcolata nei dispositivi MOSFET a $V_{DS} = 450mV$ rispetto alle misure fatte prima di subire la dose di irraggiamento. A sinistra i dispositivi a canale N, a destra i dispositivi a canale P. I grafici sono raggruppati per larghezza di canale.

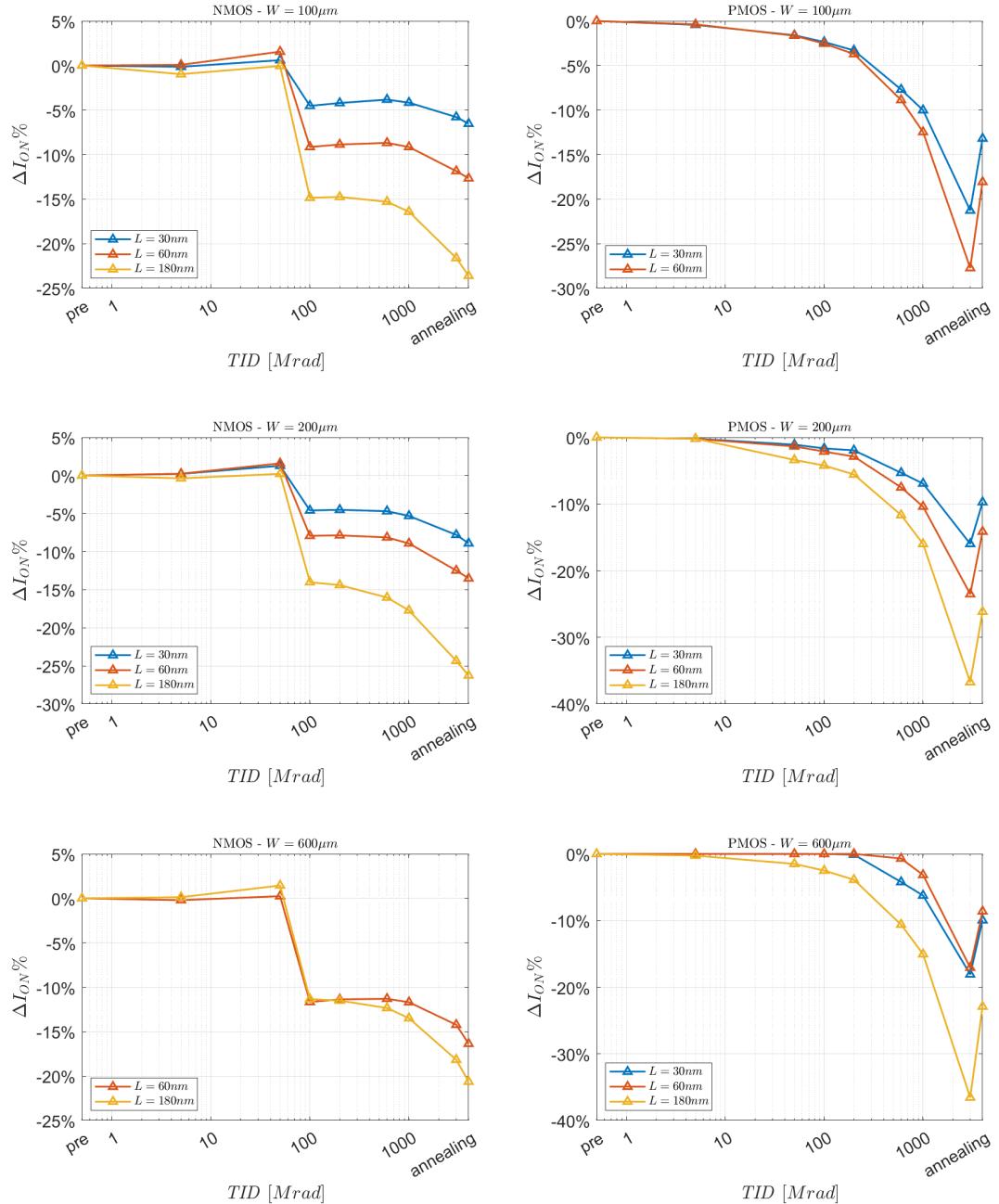


Figura 2.22: $\Delta I_{on}\%$ calcolata nei dispositivi MOSFET a $V_{DS} = 900\text{mV}$ rispetto alle misure fatte prima di subire la dose di irraggiamento. A sinistra i dispositivi a canale N, a destra i dispositivi a canale P. I grafici sono raggruppati per larghezza di canale.

2.7 Guadagno Intrinseco

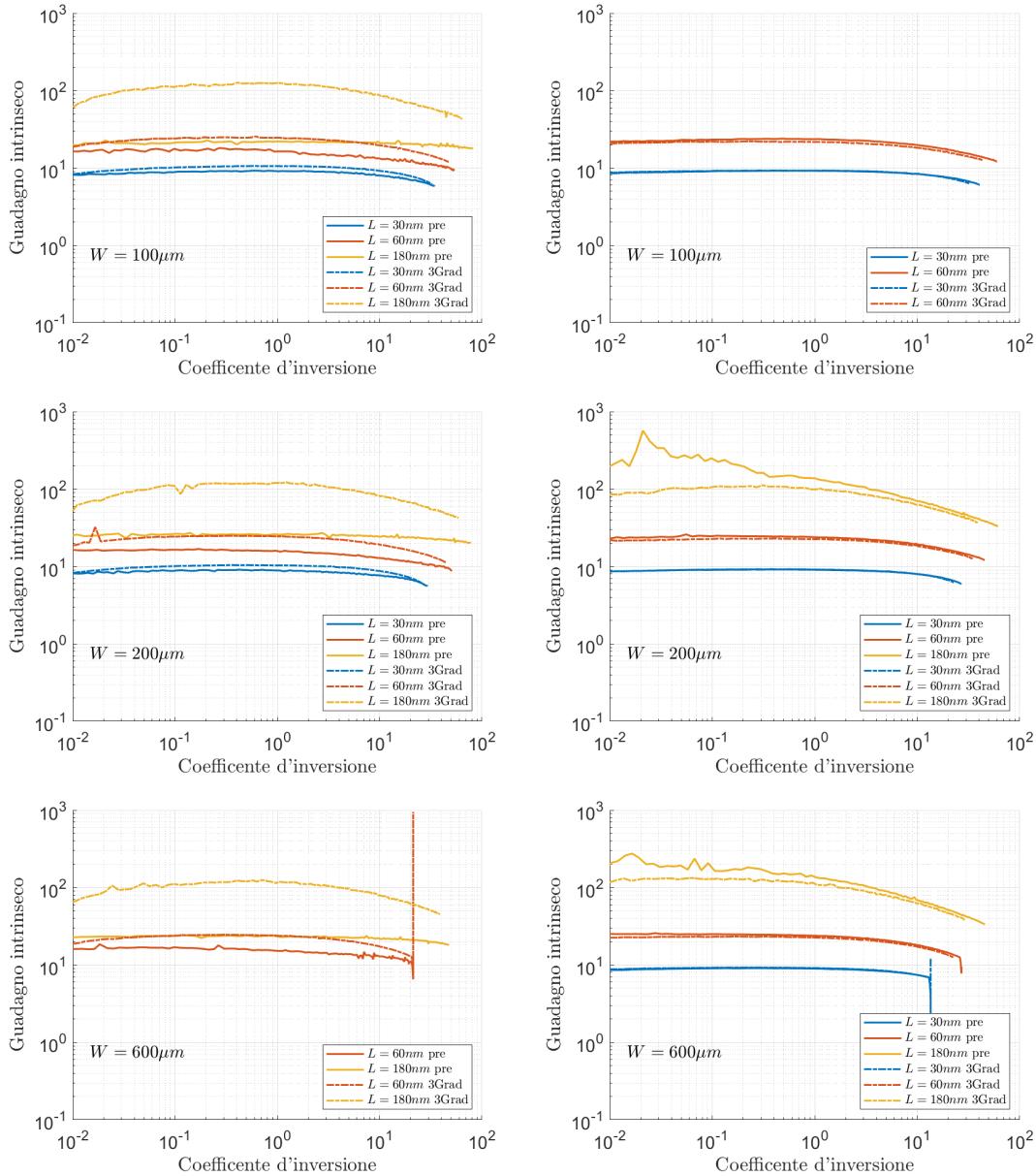


Figura 2.23: Variazioni del guadagno intrinseco per NMOS, a sinistra, e PMOS a destra prima e dopo una dose di 3Grad.

Conclusioni

Bibliografia

- [1] A. Camplani, S. Shojaii, H. Shrimali, A. Stabile, and V. Liberali, “Cmos ic radiation hardening by design,” *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics*, vol. 27, pp. 251–258, 01 2014.
- [2] L. Edmonds, C. Barnes, L. Scheick, U. S. N. Aeronautics, S. Administration, and J. P. L. (U.S.), *An Introduction to Space Radiation Effects on Microelectronics*, ser. JPL publication. Jet Propulsion Laboratory, National Aeronautics and Space Administration, 2000. [Online]. Available: <https://books.google.it/books?id=3azqHAAACAAJ>
- [3] F. B. McLean and T. R. Oldham, “Basic mechanisms of radiation effects in electronic materials and devices. final report, september 1986-september 1987,” 9 1987. [Online]. Available: <https://www.osti.gov/biblio/5646360>
- [4] A. Ortiz-Conde, F. Garcia Sánchez, J. Liou, A. Cerdeira, M. Estrada, and Y. Yue, “A review of recent mosfet threshold voltage extraction methods,” *Microelectronics Reliability*, vol. 42, no. 4, pp. 583–596, 2002. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026271402000276>
- [5] T. Rudenko, V. Kilchytska, M. K. M. Arshad, J.-P. Raskin, A. Nazarov, and D. Flandre, “Influence of drain voltage on mosfet threshold voltage determination by transconductance change and gm/id methods,” in *Ulis 2011 Ultimate Integration on Silicon*, 2011, pp. 1–4.
- [6] J. Voves, “Nanoelectronics and nanolithography,” vol. 10, 01 2009.