

Πολυτεχνείο Κρήτης
Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Η/Υ



Μεταπτυχιακή Εργασία

**“CHARACTERIZATION AND RF DESIGN ASPECTS IN
ADVANCED CMOS TECHNOLOGY”**

Μακρής Νικόλαος

Επιτροπή: Μπούχερ Ματτίας (Επιβλέπων)

Μπάλας Κωνσταντίνος

Καλαιτζάκης Κωνσταντίνος

Χανιά 2011

Θα ήθελα να ευχαριστήσω

τους φίλους μου

Άγγελο ,Γιώργο, Άννα και Αναστασία για την πολύτιμη στήριξη τους
τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Μπούχερ για την βοήθεια και την υπομονή του
τους γονείς μου για την αμέριστη συμπαράσταση τους
τον Αντώνη για τις συμβουλές και παρακινήσεις
και να τους αφιερώσω την εργασία αυτή.

Περιεχόμενα

Εισαγωγή.....	5
Κεφάλαιο 1 – Πειραματική Διαδικασία.....	6
Κεφάλαιο 2 – Ευκίνησια.....	9
2.1 Εξαγωγή Ευκίνησιας	9
2.2 Αποτελέσματα Μετρήσεων.....	12
Κεφάλαιο 3 – Τάση Κατωφλίου.....	16
3.1 Ορισμός και μέθοδοι εξαγωγής Τάσης Κατωφλίου	16
3.2 Αποτελέσματα εξαγωγής.....	19
3.3 Φαινόμενο DIBL	23
3.3.1 Περιγραφή Φαινομένου.....	23
3.3.2 Συντελεστής DIBL	24
Κεφάλαιο 4 – Κανονικοποιημένες Διαγωγιμότητες.....	29
4.1 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GMS.....	29
4.1.1 Ορισμός και Ανάλυση	29
4.1.2 Εξάρτηση από L και VDS.....	31
4.2 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GMB.....	32
4.2.1 Περιγραφή και εξαρτήσεις.....	32
4.3 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GMB.....	34
4.4 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GDS	35
4.4.1 Περιγραφή	35
4.4.2 Μοντελοποίηση.....	36
4.5 Εξάρτηση διαγωγιμοτήτων από την θερμοκρασία	39
4.5.1 Συμπεριφορά του Ρεύματος ως προς την θερμοκρασία	39
4.5.2 Συμπεριφορά Διαγωγιμοτήτων ως προς την θερμοκρασία.....	40
4.6 Τάση Early	45
4.6.1 Ορισμός.....	45
4.6.2 Εξαγωγή Αποτελεσμάτων.....	46

4. Κέρδος μικρού σήματος	48
Κεφάλαιο 5 - Slope Factor	49
5.1 Ορισμός	49
5.2 Εξαγωγή.....	49
5.3 Μεταβολές συντελεστής κλίσης με την θερμοκρασία	52
Κεφάλαιο 6 – Συχνότητα Μοναδιαίου Κέρδους	53
6.1 Ορισμός	53
6.2 Ανάλυση.....	54
Κεφάλαιο 7 – Συμπεράσματα, Μελλοντική Εργασία.....	57
Παράρτημα Α - Θεωρία φορτίων.....	58
Θεωρία φορτίων ως προς το κάθετο άξονα	58
Ανάλυση φορτίων στην αναστροφή.....	61
Ανάλυση φορτίων στην αναστροφή.....	63
Ρεύμα καναλιού στην περιοχή αναστροφής.....	65
Διαγωγιμότητες μικρού σήματος.....	67
Υπολογισμός λόγων διαγωγιμοτήτων - ρεύματος στο κόρο.....	68
Παράρτημα Β – Εξαγωγή Specific Current & Cox'	70
Αναφορές	73

Εισαγωγή

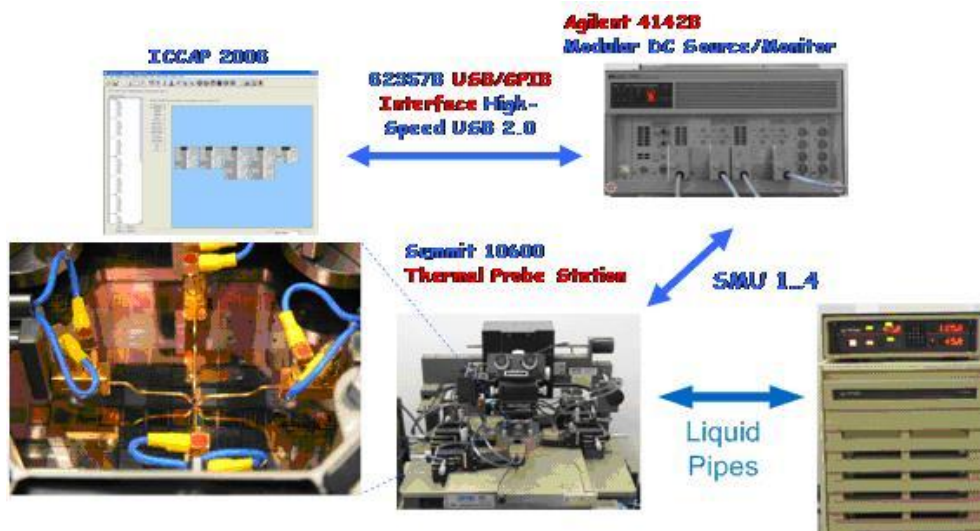
Οι εφαρμογές της μικρό και νάνο ηλεκτρονικής πλέον βρίσκονται σε όλους τους τομείς της βιομηχανίας και της καθημερινότητας μας. Οι σχεδιαστές των κυκλωμάτων χρειάζονται όσο το δυνατόν περισσότερα δεδομένα και εύκολες προσεγγίσεις έτσι ώστε να έχουν την καλύτερη δυνατή σχεδίαση σε σύντομο χρόνο.

Βάσει του παραπάνω σκεπτικού στην παρούσα διπλωματική πραγματοποιείται μία προσέγγιση ως προς την επεξεργασία των μετρήσεων και την αξιολόγηση τους από την πλευρά του σχεδιαστή. Πραγματοποιείται προσπάθεια μοντελοποίησης χαρακτηριστικών ιδιαίτερα σημαντικών για την αξιολόγηση της απόδοσης ενός MOSFET όπως η τάση Early, οι διαγωγιμότητες και η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους. Για τον πλήρη χαρακτηρισμό της τεχνολογίας πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις σε διαφορετικές θερμοκρασίες για την συγκεκριμένη τεχνολογία.

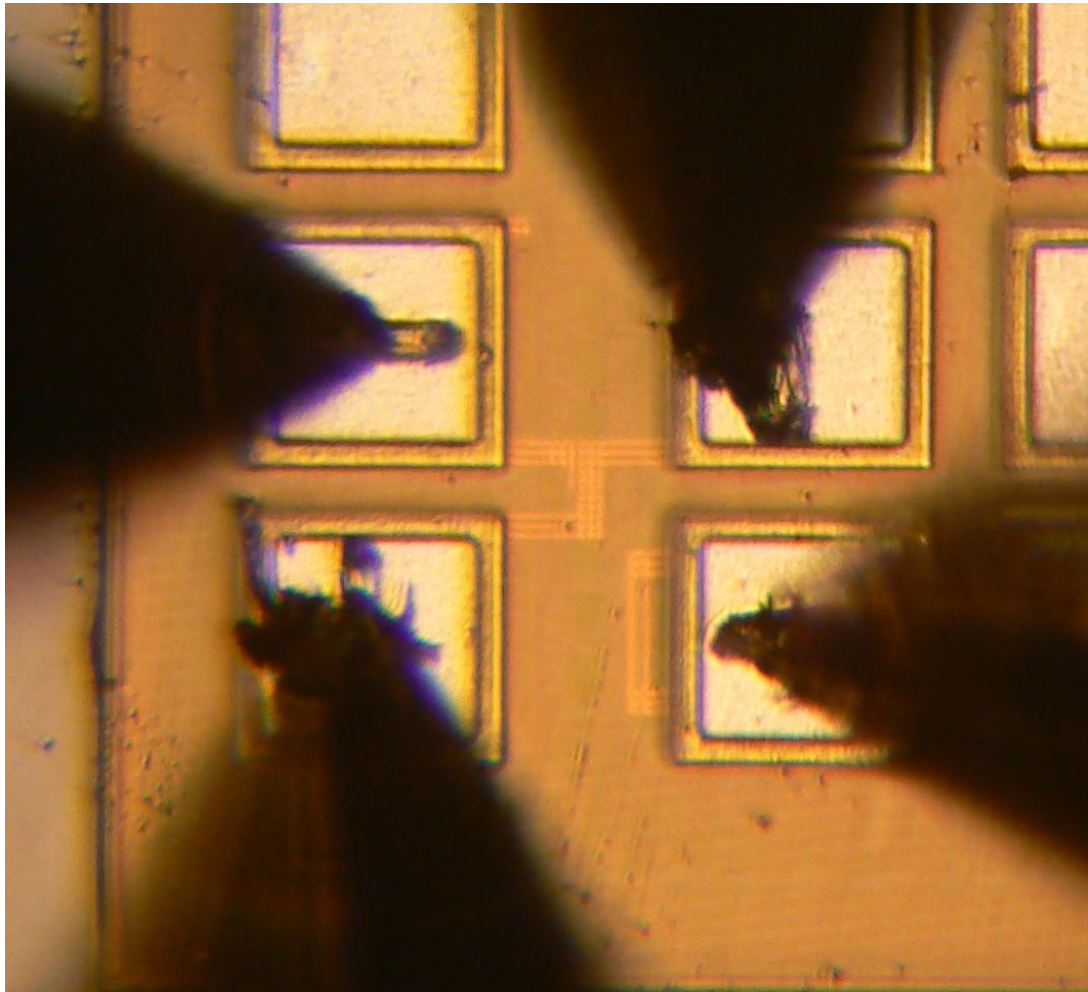
Στην παρούσα εργασία, αρχικά περιγράφεται η διαδικασία εξαγωγής δεδομένων, στο Κεφάλαιο 1. Στην συνέχεια, στο Κεφάλαιο 2 περιγράφεται η ευκινησία στα NMOS και PMOS τρανζίστορς. Στο τρίτο κεφάλαιο πραγματοποιείται μία περιγραφή των μεθόδων εξαγωγής της τάσης κατωφλίου. Στο ίδιο μελετάται η συμπεριφορά της στη θερμοκρασία για NMOS και PMOS. Εν συνεχεία παρουσιάζονται τα μεγέθη των διαγωγιμοτήτων και κανονικοποιημένων διαγωγιμοτήτων και ο τρόπος που επηρεάζονται από μεγέθη όπως το μήκος καναλιού, η τάση καναλιού και η θερμοκρασία. Εν συνεχεία ορίζεται το μέγεθος της τάσης Early, το κέρδος μικρού σήματος και ο συντελεστής κλίσης. Τέλος πραγματοποιείται μία περιγραφή της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους. Ως παράρτημα παρατίθενται το θεωρητικό υπόβαθρο της όλης διαδικασίας.

Κεφάλαιο 1 – Πειραματική Διαδικασία

Οι dc μετρήσεις και ο χαρακτηρισμός πραγματοποιήθηκαν στο εργαστήριο ηλεκτρονικής του τμήματος Η.Μ.Μ.Υ του Πολυτεχνείου Κρήτης χρησιμοποιώντας τον HP4142B modular dc source monitor, HP 4145A semiconductor parameter analyzer καθώς και το Cascade Summit 10600 thermal probe station. Ο Temptronics TP 03000 χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις σε διαφορετικές θερμοκρασίες. Ο TP 03000 μπορεί να πραγματοποιήσει μετρήσεις σε εύρος θερμοκρασιών από -65°C έως $+200^{\circ}\text{C}$ με ακρίβεια $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$. Το wafer που μετρήθηκε είναι της 110nm CMOS τεχνολογίας με triple well, shallow-trench isolation (STI) και multi-VTH MOSFETs στα 1.5/2.5 V. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν για μήκος καναλιού από 110nm έως 10 μm χρησιμοποιώντας αρκετές ενδιάμεσες τιμές και για πλάτος καναλιού σταθερό, στα 10 μm . Τα setup των μετρήσεων έγιναν στο ICCAP 2008. Η επεξεργασία πραγματοποιήθηκε στη Matlab 2011 πραγματοποιώντας εξαγωγή των δεδομένων σε txt αρχεία. Τα δεδομένα δομήθηκαν σε δομές για την ευκολότερη πρόσβαση και οργάνωση τους. Παρακάτω παρατίθενται το λογικό διάγραμμα που δείχνει την διασύνδεση των οργάνων που χρησιμοποιήθηκε για τον χαρακτηρισμό καθώς και ένα NMOS πριν μετρηθεί.



Εικόνα 1.1 Setup μετρήσεων



Εικόνα 1.2 NMOS On wafer

Η διαδικασία εξαγωγής των μετρήσεων φαίνεται παρακάτω:

1. Μέτρηση ρεύματος ως προς την τάση πόλωσης.
2. Υπολογισμός των διαγωγιμοτήτων.

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας ως κεντρικές τιμές τάσης πόλωσης καναλιού τις 300mV, 600mV και 900mV. Το V_{GS} μεταβάλλεται μεταξύ -240mV - 1.2V με βήμα 10mV.

Εξαγωγή G_{MS} για $V_{DS}=300mV/600mV/900mV$

- ▶ Μέτρηση I_D για $V_{S1} = -10mV$ & $V_{S2} = 10mV$ & $V_B = 0V$
- ▶ $G_{MS} = U_T \cdot (I_{DVs2} - I_{DVs1}) / (\Delta V_S \cdot I_D)$

Εξαγωγή G_{MB} για $V_{DS}=300mV/600mV/900mV$

- ▶ Μέτρηση I_D για $V_{B1} = -60mV$ & $V_{B2} = 60mV$ & $V_S=0V$
- ▶ $G_{MS} = U_T \cdot (I_{Dvb2} - I_{Dvb1}) / (\Delta V_B \cdot I_D)$

Εξαγωγή του G_{MG} για $V_{DS}=300mV/600mV/900mV$

► Μέτρηση I_D

► $G_{MS} = U_T \cdot (I_{Dvg2} - I_{Dvg1}) / (\Delta V_G \cdot I_D)$

Εξαγωγή G_{DS} για $V_{DS}=300mV/600mV/900mV$ & $V_S=0V$

► Μέτρηση I_D για $V_{D1} = 300mV/600mV/900mV - 10mV$ & $V_{D2} = 300mV/600mV/900mV + 10mV$

► $G_{MS} = U_T \cdot (I_{Dvg2} - I_{Dvg1}) / (\Delta V_G \cdot I_D)$

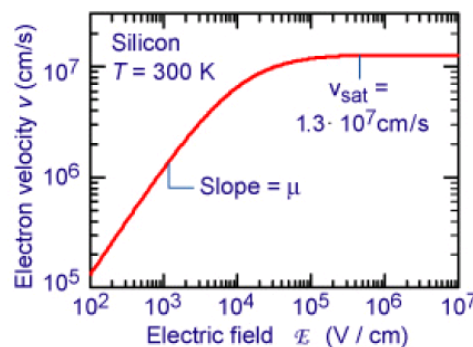
Οι μεταβολές της τάσης πόλωσης επιλέχθηκαν έτσι ώστε οι διαφορές των ρευμάτων να είναι αρκετά μεγάλες, ώστε να μπορεί να γίνει η εξαγωγή των διαγωγιμοτήτων με τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο. Επίσης πρέπει να σημειωθεί ότι οι μετρήσεις λαμβάνονται σε θερμοκρασίες 25°C , 85°C και 125°C.

Κεφάλαιο 2 – Ευκινησία

2.1 Εξαγωγή Ευκινησίας

Η ευκινησία (mobility) των φορέων στο κανάλι παρουσιάζει μία ιδιαίτερα μεγάλη ευαισθησία ως προς τα φαινόμενα που επηρεάζουν την συνολικότερη απόδοση του MOSFET. Τα κυριότερα φαινόμενα που το επηρεάζουν είναι το Channel Length Modulation(CLM) , το velocity saturation και το vertical field mobility reduction(VFMR).

Το φαινόμενο του velocity saturation εμφανίζεται όταν αυξάνεται το επίπεδο του ηλεκτρικού πεδίου κατά μήκος του καναλιού. Παρακάτω φαίνεται η σχέση της ταχύτητας των φορέων ως προς το ηλεκτρικό πεδίο στο πυρίτιο. Η κλίση της καμπύλης είναι η ευκινησία που παρατηρείται. Η ευκινησία για τιμές του ηλεκτρικού πεδίου μικρές ($<10^4$) παραμένει σταθερή. Για τιμές $E(x)$ πάνω από 10^5 V/cm, η ευκινησία γίνεται ανεξάρτητη του πεδίου και η τιμή της μειώνεται αισθητά σε σχέση με τις τιμές για μικρό ηλεκτρικό πεδίο.



Εικόνα 2.1 Ταχύτητα ηλεκτρονίων ως προς το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο

Η μείωση της ευκινησίας λόγω velocity saturation μπορεί να εκφραστεί, σύμφωνα με [1], με τον τύπο:

$$\mu(E_x) = \frac{\mu_0}{\left(1 + \left(\frac{E_x}{E_{crit}}\right)^a\right)^{\frac{1}{a}}} \stackrel{a=1}{=} \frac{\mu_0}{\left(1 + \left(\frac{E_x}{E_{crit}}\right)\right)}, (2.1)$$

όπου μ_0 είναι η ευκινησία σε χαμηλά επίπεδα οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου και E_{crit} είναι η τιμή του πεδίου όπου η ευκινησία, βάσει του παραπάνω μοντέλου, μειώνεται στο 50% του μ_0 .

Για τιμές του $V_{DS} > V_{DSsat}$ και στην περιοχή του Strong Inversion μπορεί να προσεγγισθεί η τιμή του ηλεκτρικού πεδίου στον x άξονα ως:

$$E(x) = \frac{V_{Dsat}}{L} \approx \frac{(V_{gs} - V_{th})}{L} \quad (2.2)$$

Οπότε πραγματοποιώντας τις αντικαταστάσεις προκύπτει:

$$\mu(E_x) = \frac{\mu_0}{\left(1 + \left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{E_{crit} L}\right)\right)} \quad (2.3)$$

Το E_{crit} μπορεί να προσεγγισθεί μέσω του τύπου $u = \mu E(x)$ όπου u είναι η ταχύτητα των φορέων και μ το mobility. Θεωρώντας ότι οριακά ισχύει ο τύπος και για το E_{crit} τότε λαμβάνοντας το mobility χαμηλού πεδίου για το NMOS ίσο με $536 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ και για το PMOS ίσο με $102 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ και την ταχύτητα κορεσμού φορέων ίση με $1.3 \cdot 10^7 \text{ cm/s}$ τότε προκύπτει ότι το $E_{critNMOS} = u_{sat}/\mu_{nmos} = 2.42 \text{ V/um}$ και $E_{critPMOS} = u_{sat}/\mu_{pmos} = 12.718 \text{ V/um}$.

Τα είδη της ευκινησίας ορίζονται από την μέθοδο εξαγωγής τους [2]. Τα είδη που ορίζονται από [2] είναι τα 1) effective mobility , 2) field-effect mobility και 3) saturation mobility.

Η effective mobility εξάγεται από το πρώτου βαθμού μοντέλο της διαγωγιμότητας εξόδου στη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Το ρεύμα στη γραμμική λειτουργία μοντελοποιείται με την ίδια εξίσωση και για SI και WI:

$$I_D = n\beta(V_p - \frac{V_D + V_S}{2})(V_D - V_S) \quad (2.4)$$

Λαμβάνοντας την παράγωγο του ρεύματος προς το V_{DS} προκύπτει η σχέση:

$$g_{dlinear} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_S=0V \& V_{GS}const} \approx \beta(V_{GS} - V_{th}) \quad (2.5)$$

Οπότε το μ_{eff} υπολογίζεται απο τον τύπο :

$$\mu_{eff} \approx \frac{g_{dlinear} L}{(V_{GS} - V_{th}) C_{ox} W} \quad (2.6)$$

Το effective mobility παρουσιάζει υψηλή εξάρτηση από την τιμή του V_{th} και την τιμή του L .

Η field-effect mobility εξάγεται επίσης στη γραμμική περιοχή από την παράγωγο του ρεύματος προς τη V_{gs} για πολύ μικρό V_{DS} (π.χ. $V_{DS}=50\text{mV}$) οπότε και προκύπτει:

$$\mu_{FE} \approx \frac{g_{mlinear} L}{(V_{DS}) C_{ox} W} \quad (2.7)$$

Η effective mobility με την field-effect mobility μπορούν να συνδεθούν μέσω της σχέσης [2]:

$$\mu_{FE} \approx \mu_{eff} + (V_{gs} - V_{th}) \left. \frac{\partial \mu_{eff}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{DS} const} \quad (2.8)$$

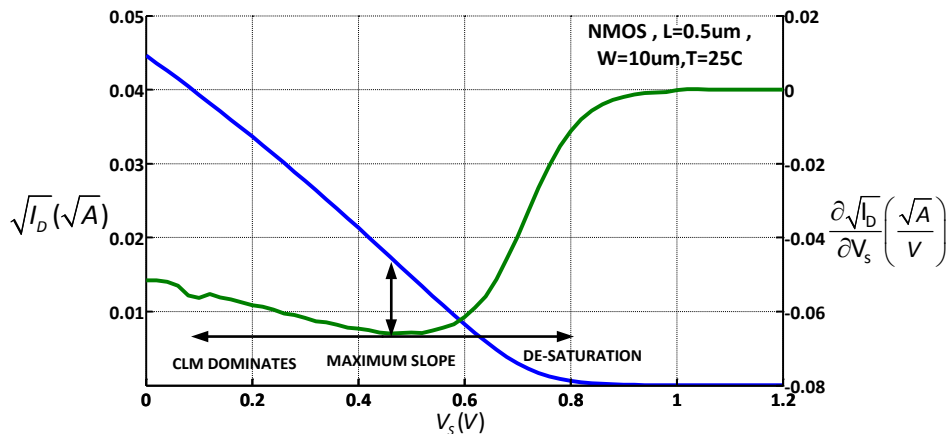
Από τον τύπο αυτό προκύπτει ότι η συγκεκριμένη ποσότητα είναι μικρότερη της effective mobility καθώς η παράγωγος της effective mobility είναι αρνητική.

Η saturation mobility ορίζεται ως η ευκινησία που υπολογίζεται από την κλίση της ρίζας του ρεύματος στον κορεσμό. Το ρεύμα στον κόρο και στην ισχυρή αναστροφή είναι ίσο με: $I_D = n\beta(V_p - V_s)^2$. Παίρνοντας την ρίζα του ρεύματος, παραγωγίζοντας την ως προς V_s και επιλύοντας ως προς μ προκύπτει:

$$\mu_{SAT} = \frac{L}{nC_{ox}W} \left(\frac{\partial \sqrt{I_D}}{\partial V_s} \right)^2 \quad (2.9)$$

Στις εργαστηριακές μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν για την εξαγωγή της ευκινησίας στον κόρο κρατήθηκε η τάση στην πύλη σταθερή και ίση με 1V και -1V για τα NMOS και PMOS αντίστοιχα. Η τάση V_{DS} είναι ίση με την τάση V_{GS} . Το ρεύμα μετράται για τιμές του V_s από το 0 έως 1.2V με βήμα 0.02V.

Αρχικά λαμβάνεται η μέγιστη τιμή της παραγώγου $\frac{\partial \sqrt{I_D}}{\partial V_s}$ και έπειτα χρησιμοποιείται ο παραπάνω τύπος για τον υπολογισμό της ευκινησίας. Η θέση της μέγιστης τιμής λαμβάνεται μέσω της δεύτερης παραγώγου της ρίζας του ρεύματος προς το V_s . Η τιμή που μηδενίζει τη δεύτερη παράγωγο αντιστοιχεί στο μέγιστο της πρώτης παραγώγου.



Εικόνα 2.2 Εξαγωγή ευκινησίας

Στην παραπάνω γραφική παρατίθεται η γραφική της ρίζας του ρεύματος και της πρώτης παραγώγου της ως προς το V_S . Το σημείο μέγιστης κλίσης (ελάχιστη τιμή της παραγώγου) είναι το σημείο όπου το ρεύμα ακολουθεί την θεωρητική του τιμή. Για μικρότερα V_S το φαινόμενο της μεταβολής του μήκους καναλιού υπερτερεί με αποτέλεσμα η κλίση να μειώνεται κατά απόλυτη τιμή. Σε MOSFET με μεγαλύτερο μήκος καναλιού η επίδραση του CLM είναι σαφώς μικρότερη με αποτέλεσμα η κλίση να παραμένει σταθερή. Αυξάνοντας το V_S , το MOSFET βγαίνει από την περιοχή κορεσμού (de-saturation).

2.2 Αποτελέσματα Μετρήσεων

Παρακάτω παρατίθενται οι γραφικές της ευκινησίας ως προς το μήκος καναλιού και την θερμοκρασία καθώς και η μέση ευαισθησία της ευκινησίας όσον αφορά την αύξηση της θερμοκρασίας, χρησιμοποιώντας ως σημείο αναφοράς τους 25°C. Η ποσότητα περιγράφεται από τον τύπο:

$$\mu_{SENSITIVITY} = \frac{\mu_{HIGH} - \mu_{REF}}{\mu_{REF}} \% \quad (2.10)$$

Με την παρατήρηση των αποτελεσμάτων για NMOS και PMOS μπορούν να εξαχθούν κάποια πρώτα συμπεράσματα. Η ευκινησία των φορέων των NMOS είναι σαφώς υψηλότερη σε σχέση με την αντίστοιχη των PMOS, στην ίδια θερμοκρασία. Πιο συγκεκριμένα, η ευκινησία είναι περίπου 4 με 5 φορές υψηλότερη στα NMOS σε σχέση με τα PMOS, για μήκος καναλιού $L=10\mu m$. Με την αύξηση της θερμοκρασίας, η ευκινησία μειώνεται. Το φαινόμενο αυτό δικαιολογείται από το γεγονός ότι το scattering των φορέων αυξάνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας με αποτέλεσμα την μείωση της ευκινησίας.

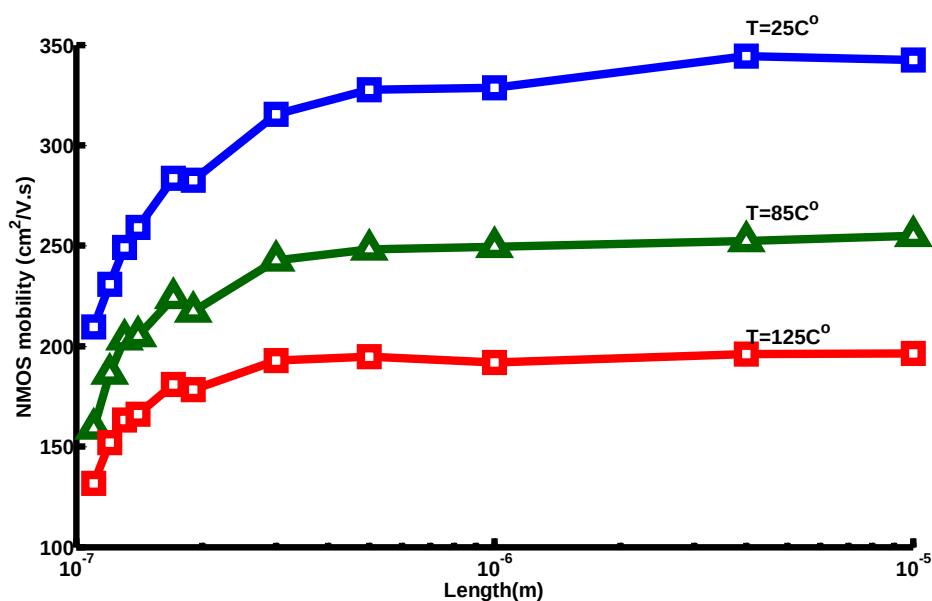
Η ευκινησία στον κόρο των NMOS παρουσιάζει μικρές διακυμάνσεις για μήκη καναλιού από $10\mu m$ έως $300nm$. Η μείωση της ευκινησίας στους 25°C που παρατηρείται μεταβάλλοντας την τιμή του μήκους καναλιού από $10\mu m$ στα $300nm$ αντιστοιχεί στο 7.8% της αρχικής τιμής. Η αντίστοιχη μείωση της ευκινησίας στους 85°C και στους 125°C είναι 4,7% και 2% της αρχικής τιμής. Μπορεί να θεωρηθεί ότι η ευκινησία παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη του μήκους καναλιού για $300nm < L < 10\mu m$. Η ευκινησία κάτω από τα $300nm$ παρουσιάζει μεγάλη εξάρτηση από το μήκος καναλιού. Η μείωση αυτή δικαιολογείται από το γεγονός ότι η εξαγωγή του mobility πραγματοποιείται με το μήκος καναλιού που σχεδιάστηκε το MOSFET και όχι με το effective L το οποίο είναι σαφώς μικρότερο του. Η μεταβολή αυτή για $L < 300nm$ μπορεί να μοντελοποιηθεί με την χρήση του τύπου $\mu = \alpha L^b$. Παρατίθενται

παρακάτω οι τιμές για NMOS. Από τον παρακάτω πίνακα διαπιστώνεται ότι το mobility είναι ανάλογο του $L^{0.4}$ και το b φαίνεται να είναι ανεξάρτητο της θερμοκρασίας. Το a παρατηρούμε να έχει ισχυρή εξάρτηση από την θερμοκρασία, ειδικά σε πολύ υψηλές θερμοκρασίες(125°C).

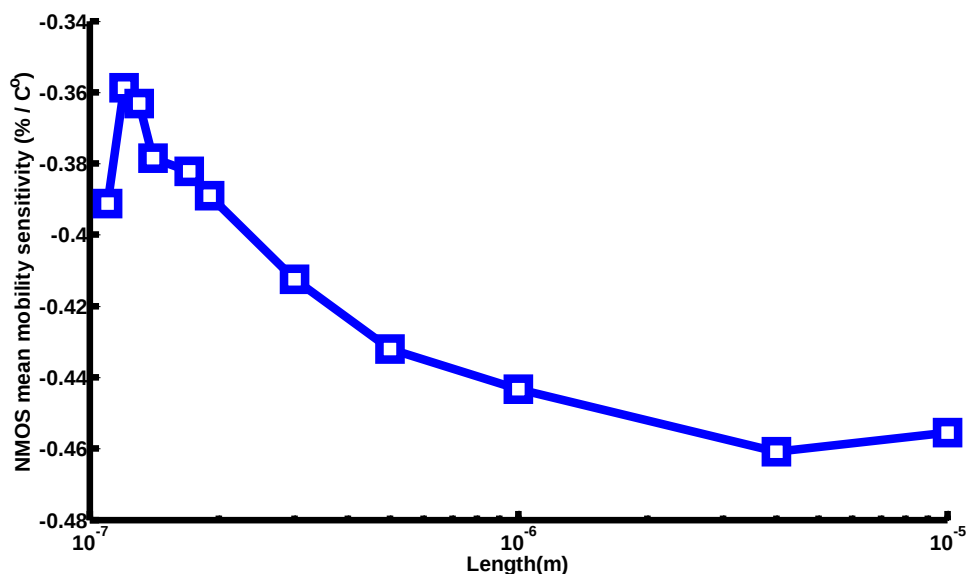
T(°C)	a	b
25	14.63	0.40
85	13.02	0.42
125	5.87	0.38

Πίνακας 2.1 Μεταβολή των παραμέτρων ευκινησίας, a , b , ως προς τη θερμοκρασία

Από την γραφική του sensitivity της ευκινησίας ως προς τη θερμοκρασία για NMOS φαίνεται ότι έχουμε μεγαλύτερη μείωση της ευκινησίας για μεγάλα μήκη καναλιού. Φαίνεται ότι το CLM μειώνει την θερμοκρασιακή ευαισθησία των τρανζίστορ για μικρά μήκη καναλιού.



Εικόνα 2.3 Ευκινησία NMOS ως προς το μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες



Εικόνα 2.4 Ευαισθησία ευκινησίας NMOS ως προς το μήκος καναλιού

Η ευκινησία στον κόρο των PMOS παρουσιάζει μικρές διακυμάνσεις για μήκη καναλιού από 10 μ m έως 190nm (maximum 5% έχοντας ως αναφορά το L=10 μ m). Για L=170nm παρουσιάζεται μη αναμενόμενη αύξηση της ευκινησίας πιθανότατα λόγω αυξημένου doping στην γεωμετρία. Για L<170nm η ευκινησία μειώνεται λόγω του CLM.

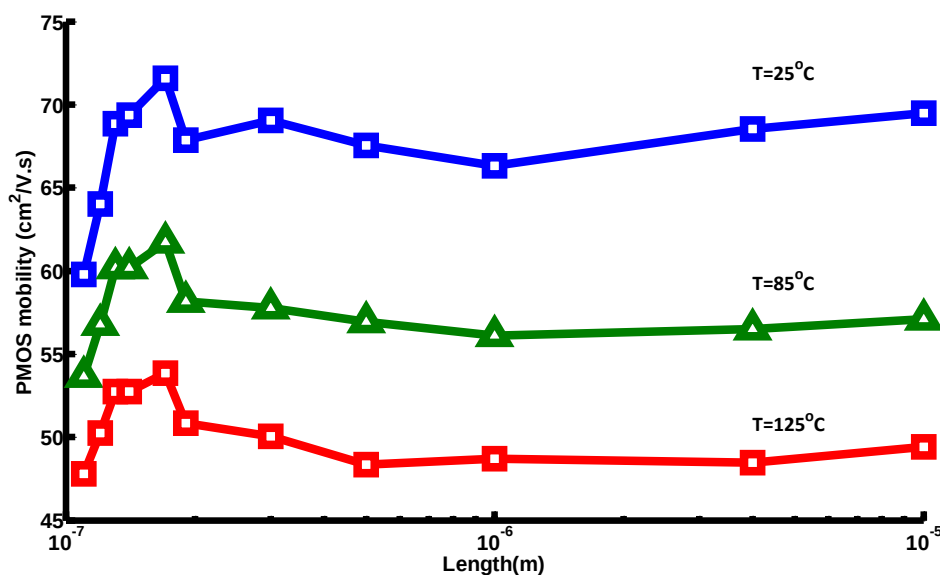
Χρησιμοποιώντας το μοντέλο που προτείνεται στα NMOS πραγματοποιούμε την εξαγωγή των μεταβλητών a και b για το PMOS για L=110nm έως 140nm.

T(°C)	a	b
25	119.00	0.62
85	10.94	0.47
125	3.37	0.40

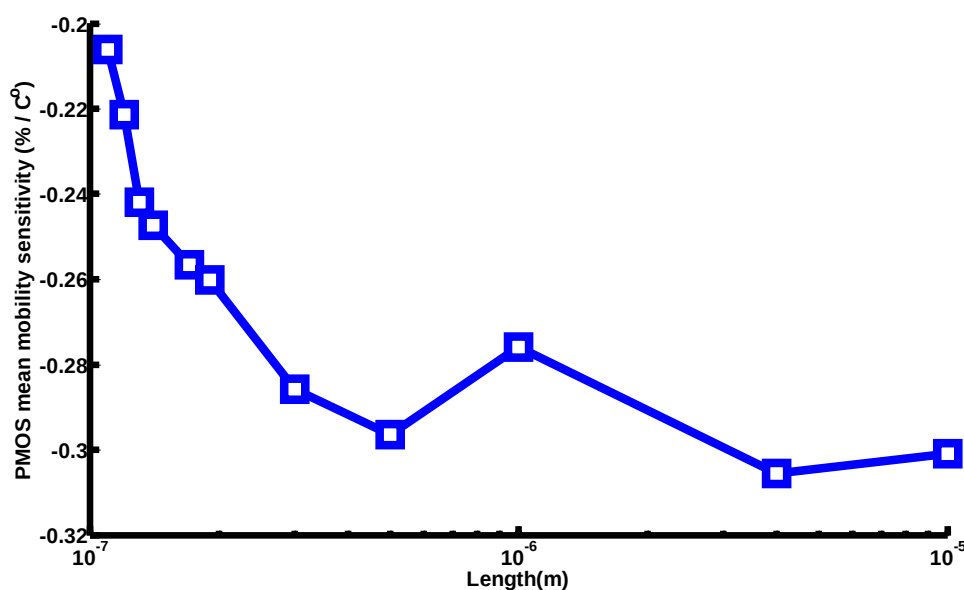
Πίνακας 2.2 Μεταβολή των παραμέτρων ευκινησίας, a, b, ως προς τη θερμοκρασία για L=110nm-140nm

Παρατηρείται εξάρτηση από την θερμοκρασία και των a και b. Το μοντέλο φαίνεται να έχει μεγάλες μεταβολές στις μεταβλητές a και b γεγονός το οποίο δεν μας επιτρέπει να εξαγάγουμε ασφαλή συμπεράσματα. Η μείωση του mobility ως προς το μήκος καναλιού έχοντας ως αναφορά την ευκινησία του L=10 μ m έχει ως μεγαλύτερη τιμή για τους 25°C ,85 °C και 125 °C 14,5% , 7% και 3% αντίστοιχα. Η εξάρτηση της ευκινησίας από το μήκος καναλιού στα PMOS μειώνεται αισθητά με την αύξηση της

θερμοκρασίας. Η εξάρτηση της ευκινησίας ως προς τη θερμοκρασία για κάθε μήκος καναλιού που φαίνεται στην Εικόνα 2.5, παρουσιάζει την ίδια συμπεριφορά με αυτή των NMOS. Η ευαισθησία είναι αυξημένη για τα μεγάλα μήκη καναλιού και μειώνεται με την μείωση τους. Σε σχέση με τα NMOS, τα PMOS φαίνεται να επηρεάζονται λιγότερο από την αύξηση της θερμοκρασίας. Ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης, το γεγονός ότι η μείωση της ευαισθησίας είναι ίση με περίπου $1\%/^{\circ}\text{C}$ για τα nMOS και PMOS μεταβαίνοντας από το μεγαλύτερο μήκος καναλιού στο μικρότερο.



Εικόνα 2.5 Ευκινησίας PMOS ως προς το μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες



Εικόνα 2.6 Ευαισθησία ευκινησίας PMOS ως προς το μήκος καναλιού

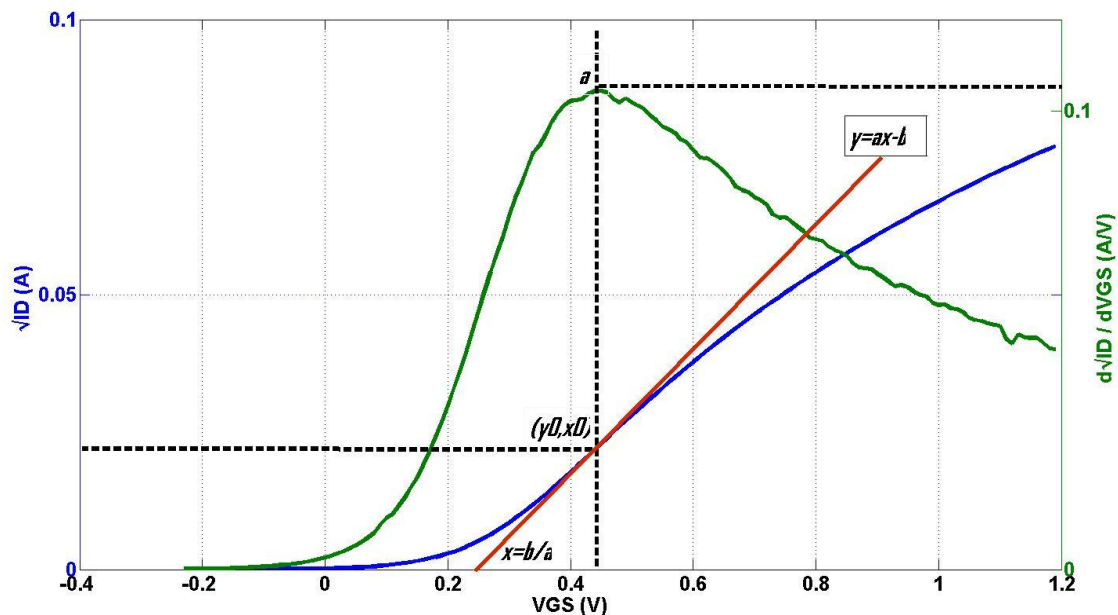
Κεφάλαιο 3 – Τάση Κατωφλίου

3.1 Ορισμός και μέθοδοι εξαγωγής Τάσης Κατωφλίου

Η τάση κατωφλίου ορίζεται από την περιοχή λειτουργίας που εξάγεται. Για τον λόγο αυτό ορίζονται: η τάση κατωφλίου στη γραμμική περιοχή και η τάση κατωφλίου στον κόρο. Πολλές μέθοδοι εξαγωγής προτείνονται από [3] και [4]. Οι απλούστερες μέθοδοι για την εκτίμηση της τάσης κατωφλίου στο κόρο αλλά και στη γραμμική περιοχή είναι οι ESR και ELR αντίστοιχα. Στην ESR προτείνεται η εκτίμηση της τάσης κατωφλίου από την ασύμπτωτη που διέρχεται από το σημείο μέγιστης κλίσης της καμπύλης $\sqrt{I_D}$ ως προς το V_G και το σημείο όπου ο άξονας του ρεύματος μηδενίζει.

Η μέγιστη κλίση προσδιορίζεται από το μέγιστο της πρώτης παραγώγου του $\sqrt{I_D}$ ως προς το V_G . Το σημείο αυτό ορίζεται ως η τάση κατωφλίου. Η τάση κατωφλίου υπολογίζεται με την χρήση του τύπου $y = ax - b$ (η κλίση a αντιστοιχεί στο $\text{MAX}\left(\frac{\partial\sqrt{I_D}}{\partial V_G}\right)$). Οπότε και προκύπτει ότι:

$$V_{th0} = \frac{b}{a} = x_0 - \frac{y_0}{a} = V_{GS \text{ MAXSLOPE}} - \frac{I_{D \text{ MAXSLOPE}}}{\max\left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right)} \quad (3.1)$$



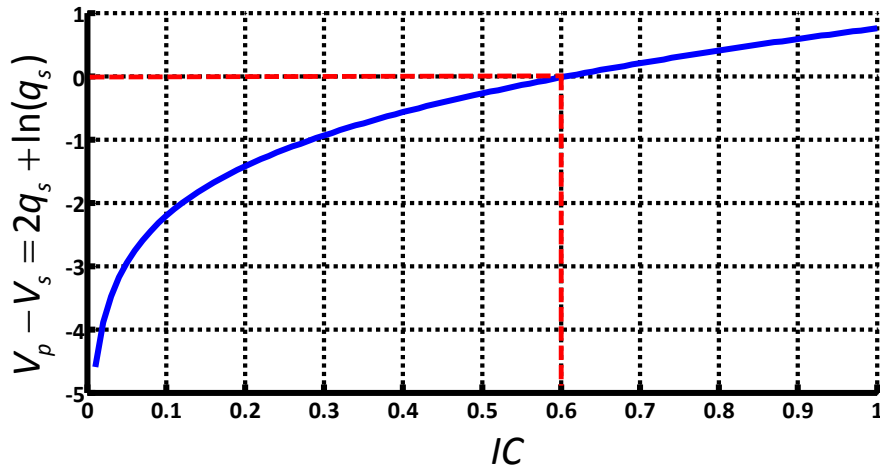
Εικόνα 3.1 Προσδιορισμός τάσης κατωφλίου

Ο ELR έχει την ίδια λογική υλοποίησης με την διαφορά ότι το ρεύμα λαμβάνεται στην γραμμική περιοχή ως ανάλογο της τάσης κατωφλίου. Οπότε χρησιμοποιείται η

γραφική του ρεύματος ως προς τη τάση πύλης, λαμβάνεται το σημείο μέγιστης κλίσης (μέγιστο του $g_{mg} = (\Delta I_D)/(\Delta V_G)$) και εκτιμάται η ασύμπτωτη της καμπύλης από το συγκεκριμένο σημείο στο $i_d = 0$. Το σημείο τομής είναι η τάση κατωφλίου. Η μέθοδος της δεύτερης παραγώγου του λογαρίθμου του ρεύματος (second derivative logarithmic method) εκτιμά την τιμή της τάσης κατωφλίου από το ελάχιστο της καμπύλης της πρώτης παραγώγου του λογαρίθμου του ρεύματος ως προς την τάση V_{gs} . Στις παραπάνω μεθόδους η εκτίμηση της τάσης κατωφλίου γίνεται επίπονη και χρονοβόρα. Επίσης η ακρίβεια τους εξετάζεται καθώς εξαρτώνται ιδιαίτερα από την ακρίβεια των μετρήσεων και τα επίπεδα θορύβου. Μια εξαιρετικά διαδεδομένη στη βιομηχανία και γρήγορη μέθοδος είναι η εξαγωγή της V_T από την γραφική αναπαράσταση του ρεύματος ως προς την τάση στην γραμμική περιοχή, λαμβάνοντας την τάση που αντιστοιχεί στο $100\mu A \cdot W/L$. Μια δεύτερη προσέγγιση με ανάλογη λογική είναι η μέθοδός που προτείνεται στο [5] και η οποία καλύπτει και τα δύο είδη. Η μέθοδος αυτή προτείνει τον ορισμό του I_{Dcrit} . Το I_{Dcrit} είναι το ρεύμα που αντιστοιχεί στην μέγιστη τιμή του g_{mg} για ένα μεγάλου μήκους καναλιού MOSFET. Το συγκεκριμένο ρεύμα είναι το ρεύμα που επικρατεί στο κανάλι για τάση πηγής ίση με την τάση κατωφλίου. Χρησιμοποιώντας τον τύπο $I_{Dcrit} \cdot W/L$ γίνεται η προσέγγιση των αντίστοιχων ρευμάτων κατωφλίου για τα υπόλοιπα μήκη καναλιού. Η μέθοδος αυτή οδηγεί σε γρήγορη εκτίμηση της τάσης κατωφλίου. Η μέθοδος που θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα εργασία είναι αυτή που προτείνεται από [6]. Η μέθοδος αυτή ακολουθεί την θεωρία του EKV3 μοντέλου. Η εξίσωση που συνδέει την pinch off τάση με τα κανονικοποιημένα φορτία είναι:

$$\frac{V_p - V_s}{U_T} \Big|_{V_s=0} = V_p = \frac{V_G - V_{TH}}{nU_T} = 2q_s + \ln q_s. \quad (3.2)$$

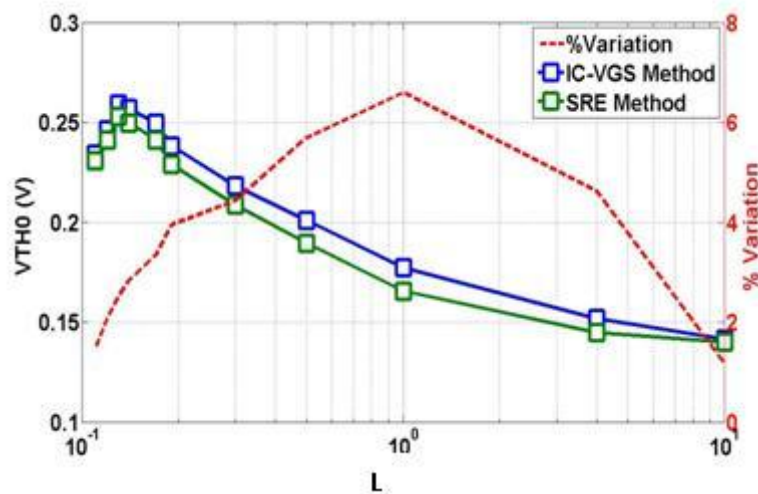
Το q_s εκφρασμένο ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα είναι $q_s = \sqrt{0.25 + IC} - 0.5$. Η τιμή του IC της καμπύλης της pinch off τάσης ως προς το IC που αντιστοιχεί στο $V_p = 0V$ αντιστοιχεί στο συντελεστή αναστροφής όπου ισχύει για $V_{gs} = V_{th}$. Η τιμή αυτή είναι $IC = 0.61$.



Εικόνα 3.2 Pinch off τάση, ως προς τον δείκτη αναστροφής

Μία διαφορετική προσέγγιση μπορεί να πραγματοποιηθεί με την χρήση του τύπου του ρεύματος στο κορεσμό. Ισχύει: $I_D = I_{SPEC} \ln \left(1 + e^{\frac{V_p - V_s}{2nU_T}} \right)^2$. (3.3)

Με την επίλυση του τύπου του ρεύματος ως προς τον συντελεστή αναστροφής για $V_{th} = V_{GS}$ ισχύει $IC = \frac{I_D}{I_{SPEC}} = \ln(2)^2 = 0.48$. Στην συγκεκριμένη εργασία θα πραγματοποιηθεί χρήση της πρώτης προσέγγισης. Η μεθοδολογία αυτή επιτρέπει στον σχεδιαστή με μία απλή γραφική $I_D - V_{GS}$ και γνωρίζοντας το I_{SPEC} να προσδιορίσει την τιμή της τάσης κατωφλίου στο κορεσμό. Ακολουθεί γράφημα που φαίνεται η σύγκριση των μεθόδων SRE και της μεθόδου που χρησιμοποιούμε για την εξαγωγή της τάσης κατωφλίου.

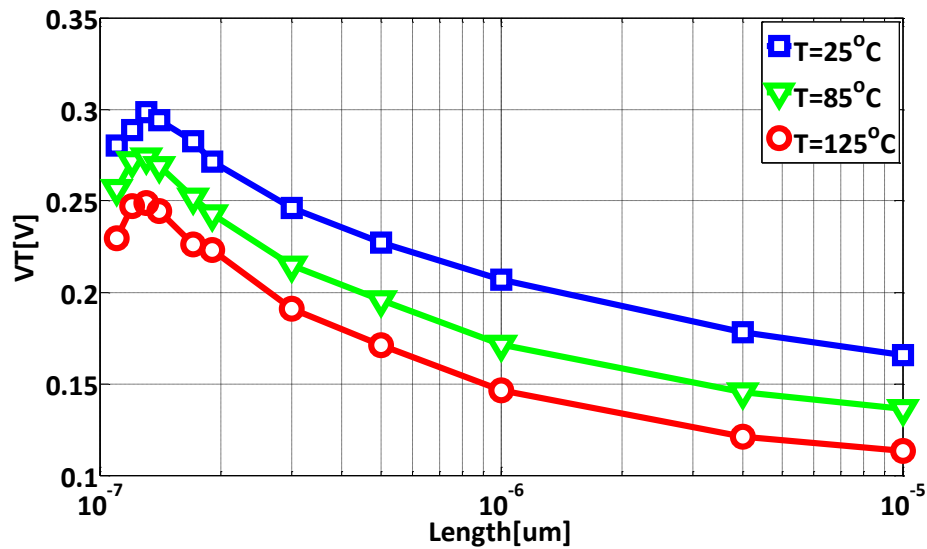


Εικόνα 3.3 Σύγκριση μεθόδων εξαγωγής τάσης κατωφλίου

3.2 Αποτελέσματα εξαγωγής

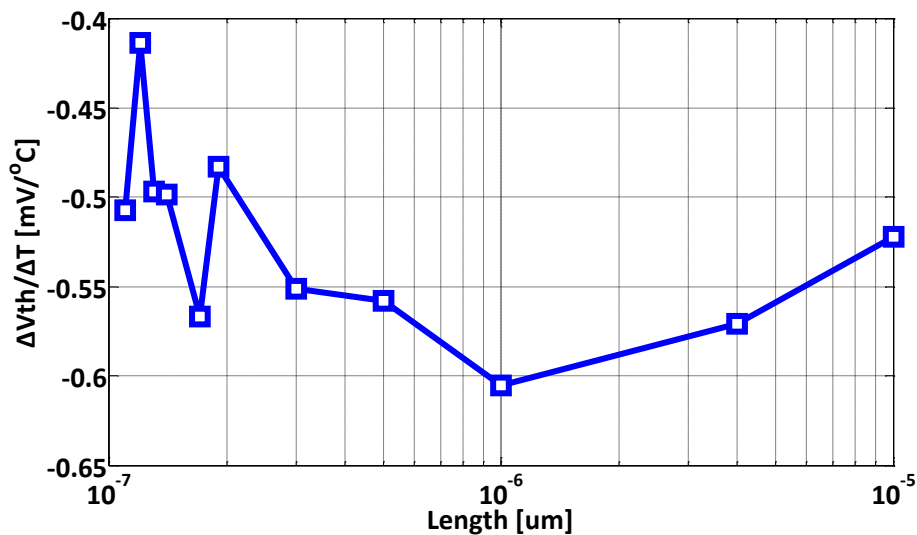
Η παρακάτω γραφική αναπαριστά την τάση κατωφλίου ως προς το μήκος καναλιού για τις θερμοκρασίες που μετρήθηκαν τα NMOS. Γενικά παρατηρείται ότι τα short channel MOSFET έχουν υψηλότερη τάση κατωφλίου σε σχέση με τα long, Το γεγονός αυτό οφείλεται στα halo – Implants των MOSFET. Για την αντιμετώπιση των φαινομένων που αναπτύσσονται στα μικρά μήκη καναλιού και του DIBL φαινομένου προστίθενται κοντά στο drain και source περιοχές ισχυρά νοθευμένες (doping) με φορείς ίδιου τύπου με το υπόστρωμα με αποτέλεσμα τη μείωση της περιοχής απογύμνωσης. Στα μικρά μήκη καναλιού οι περιοχές που έχουν νοθευτεί υπερτίθενται με αποτέλεσμα την αύξηση της μέσης συγκέντρωσης νόθευσης στο κανάλι. Η αύξηση αυτή οδηγεί στην αύξηση της τάσης κατωφλίου. Αντίθετα στα μεγάλα μήκη καναλιού παρατηρείται το reverse short channel effect(RSCE). Ο παραπάνω μηχανισμός φαίνεται να επηρεάζει αντίστροφα τα μεγάλα μήκη καναλιού με αποτέλεσμα την μείωση της τάσης κατωφλίου. Η πτώση της τάσης κατωφλίου με την αύξηση της θερμοκρασίας οφείλεται στην πτώση του δυναμικού επιφανείας. Ο ορισμός της τάσης κατωφλίου είναι : $V_{TH} = V_{FB} + \phi + \gamma\sqrt{\phi}$. Η flat band τάση και το γ είναι εξ' ορισμού ανεξάρτητα της θερμοκρασίας. Το $\phi = 2U_T \ln\left(\frac{N_{SUB}}{n_i(T)}\right)$. Το n_i αυξάνει με την θερμοκρασία γεγονός που οδηγεί στη μείωση του δυναμικού επιφανείας και κατόπιν στη μείωση της τάσης κατωφλίου.

Για μήκη καναλιού από 10 μ m έως 170nm η αύξηση της τάσης κατωφλίου είναι ίση με 77mV , 103mV και 109mV για 25 , 85 και 125°C αντίστοιχα. Ο ρυθμός αύξησης δείχνει να μειώνεται όσο μειώνεται και το μήκος καναλιού από 190nm στα 140nm. Από τα 140nm έως τα 110nm τα φαινόμενα μικρού μήκους καναλιού υπερτερούν και για το λόγο αυτό παρατηρείται η μείωση της τάσης κατωφλίου.



Εικόνα 3.4 Τάση κατωφλίου NMOS ως προς το μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες

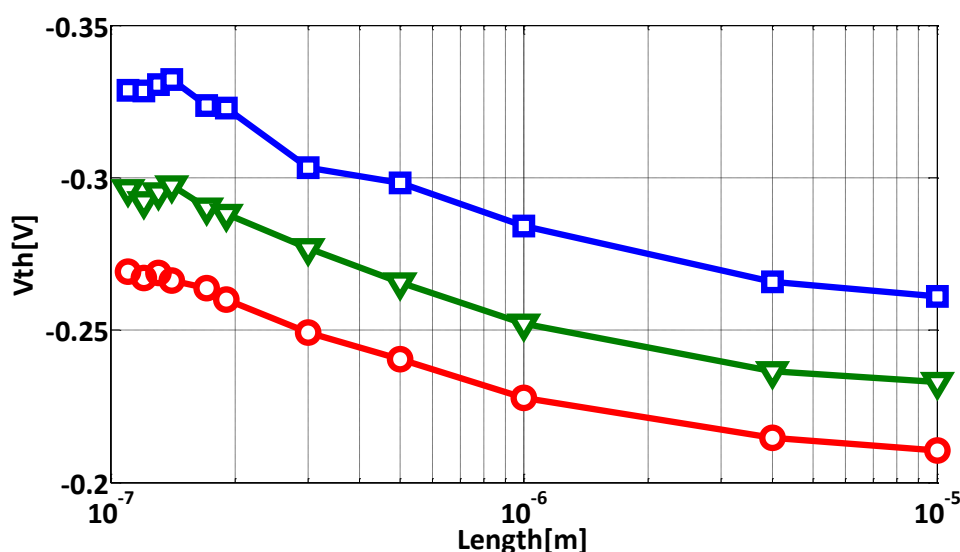
Η παρακάτω γραφική παρουσιάζει την μέση μεταβολή της τάσης κατωφλίου ως προς την θερμοκρασία συναρτήσει του μήκους καναλιού. Φαίνεται ότι η μείωση κυμαίνεται από -0,5 έως -0,6 mV/°C. Η μέση τιμή της μείωσης για όλα τα μήκη καναλιού είναι -0,5246 mV/°C. Η διάμεσος (median) είναι ίση με -0,522 mV/°C.



Εικόνα 3.5 Μέση μεταβολή της τάσης κατωφλίου NMOS ως προς την θερμοκρασία, συναρτήσει του μήκους καναλιού

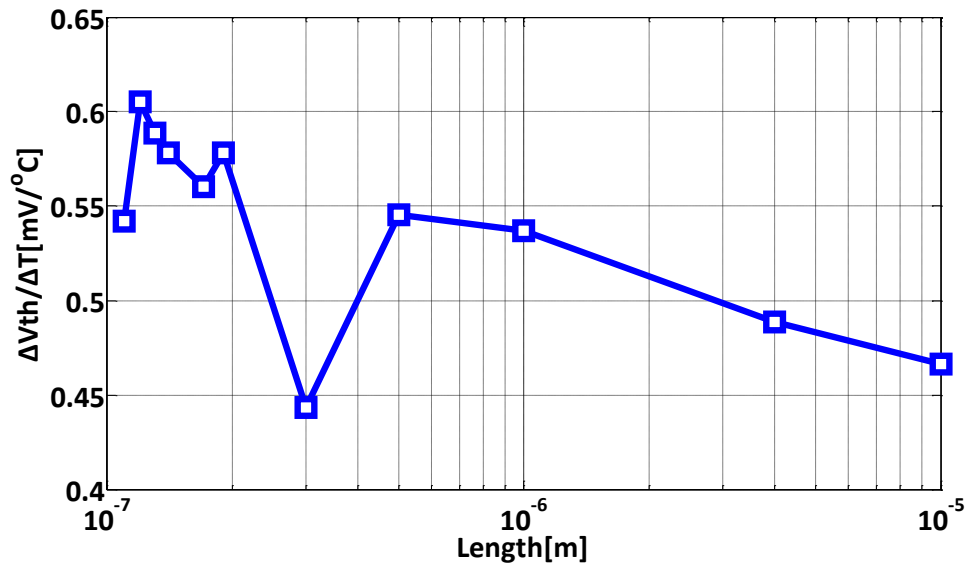
Παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα για τα PMOS. Παρατηρείται ότι η τάση κατωφλίου είναι μεγαλύτερη αυτής των NMOS. Συγκρίνοντας τις τιμές για $L=10\mu\text{m}$ για NMOS και PMOS διαπιστώνεται ότι ανεξαρτήτως θερμοκρασίας η απόλυτη διαφορά είναι ίση με 100mV. Η απόλυτη αύξηση της τιμής της τάσης κατωφλίου είναι ίση με 50mV μεταβαίνοντας από $L=10\mu\text{m}$ σε $L=190\text{nm}$ για όλες τις θερμοκρασίες. Το

γεγονός αυτό δείχνει ότι το φαινόμενο του RSCE στα PMOS της συγκεκριμένης τεχνολογίας είναι ανεξάρτητο της θερμοκρασίας. Τα short channel τρανζίστορ παρουσιάζουν μικρότερη ευαισθησία στα SCE σε σχέση με τα PMOS καθώς η μείωση που αναμένεται να συμβεί μεταβαίνοντας από τα 140nm στα 110nm είναι σαφώς μικρότερη από αυτή που συμβαίνει στα NMOS (περίπου 10mV). Η τιμή της τάσης κατωφλίου στο μικρότερο μήκος καναλιού είναι περίπου 60mV αυξημένη (κατά απόλυτη τιμή) σε σχέση με την τιμή που διέπει το μέγιστο μήκος καναλιού για όλες τις θερμοκρασίες.



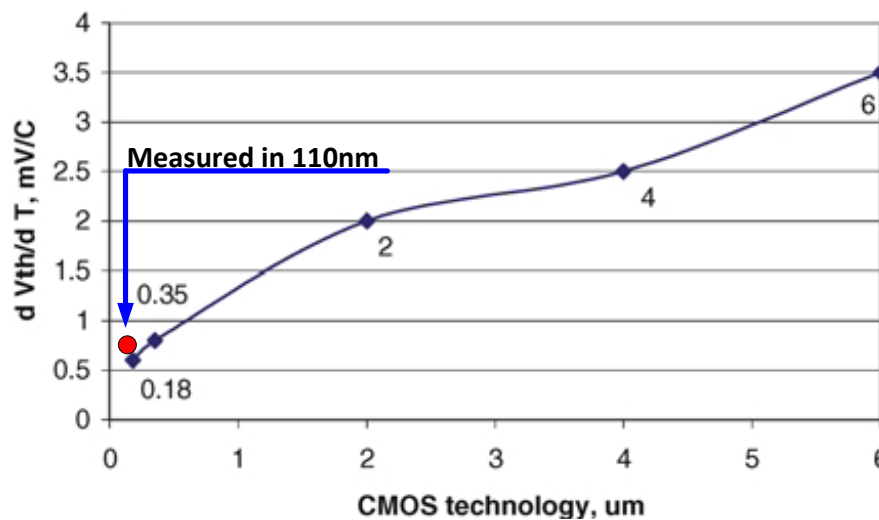
Εικόνα 3.6 Τάση κατωφλίου PMOS ως προς το μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες

Από την μεταβολή της τάσης κατωφλίου ως προς την θερμοκρασία που φαίνεται παρακάτω συμπεραίνεται ότι η ευαισθησία παραμένει αρκετά υψηλή στα μικρά μήκη καναλιού ($\sim 0,6\text{mV}/^{\circ}\text{C}$) ενώ όσο αυξάνεται το μήκος καναλιού η ευαισθησία αυτή πέφτει με μικρότερη τιμή περίπου $0,46\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ για $L=10\mu\text{m}$. Η μέση τιμή της απόκλισης είναι $0,58\text{mV}/^{\circ}\text{C}$. Η μέση τιμή μπορεί να προβλέψει με ικανοποιητική ακρίβεια την απόκλιση στα μικρά μήκη καναλιού ενώ στα μεγάλα μήκη καναλιού η τάση κατωφλίου θα υποεκτιμηθεί κατά 10mV στη χειρότερη περίπτωση. Σε γενικές γραμμές μπορεί να σημειωθεί ότι ως μέση μείωση (κατά απόλυτη τιμή) της τάσης κατωφλίου για την συγκεκριμένη τεχνολογία είναι ίση με $0,55\text{mV}/^{\circ}\text{C}$.



Εικόνα 3.7 Μέση μεταβολή της τάσης κατωφλίου PMOS ως προς την θερμοκρασία, συναρτήσει του μήκους καναλιού

Ως επιβεβαίωση των παραπάνω αποτελεσμάτων παρατίθεται η παρακάτω γραφική από το [7]. Η γραφική αυτή δείχνει την εκτιμώμενη μεταβολή της θερμοκρασιακής ευαισθησίας της τάσης κατωφλίου ως προς το scaling της τεχνολογίας.

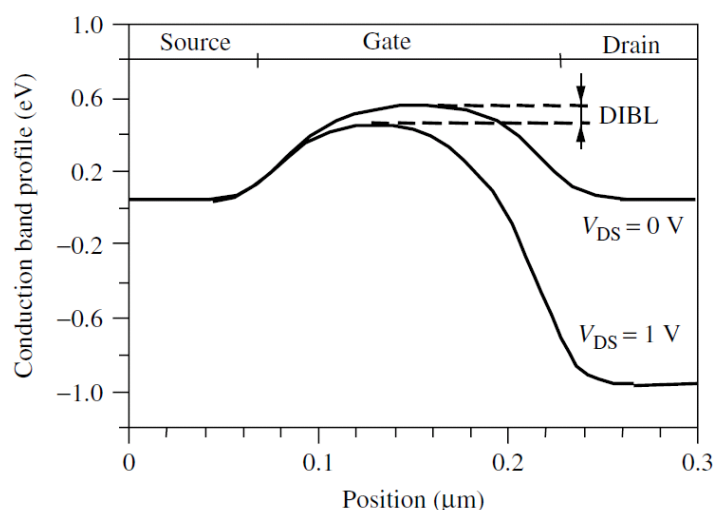


Εικόνα 3.8 Μεταβολή της θερμοκρασιακής ευαισθησίας της τάσης κατωφλίου συναρτήσει του scaling

3.3 Φαινόμενο DIBL

3.3.1 Περιγραφή Φαινομένου

Το DIBL φαινόμενο είναι ένα από τα φαινόμενα δεύτερης τάξης το οποίο επηρεάζει ιδιαίτερα την απόδοση του transistor. Το DIBL επικρατεί επί των υπολοίπων φαινομένων κυρίως στην περιοχή του WI στο κορεσμό. Το drain induced barrier lowering οφείλεται στην ισχυρή εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την διαφορά δυναμικού που εφαρμόζεται στο κανάλι. Η αύξηση της τάσης στο V_{DS} οδηγεί σε μείωση του source-channel junction barrier[8]. Η πτώση του δυναμικού φράγματος οδηγεί στην αύξηση του ρεύματος και στην πτώση της τάση κατωφλίου.



Εικόνα 3.9 DIBL effect

Το DIBL effect μπορεί να εκφραστεί από τον τύπο:

$$DIBLFactor = \frac{\Delta V_T}{\Delta V_{DS}} \quad (3.4)$$

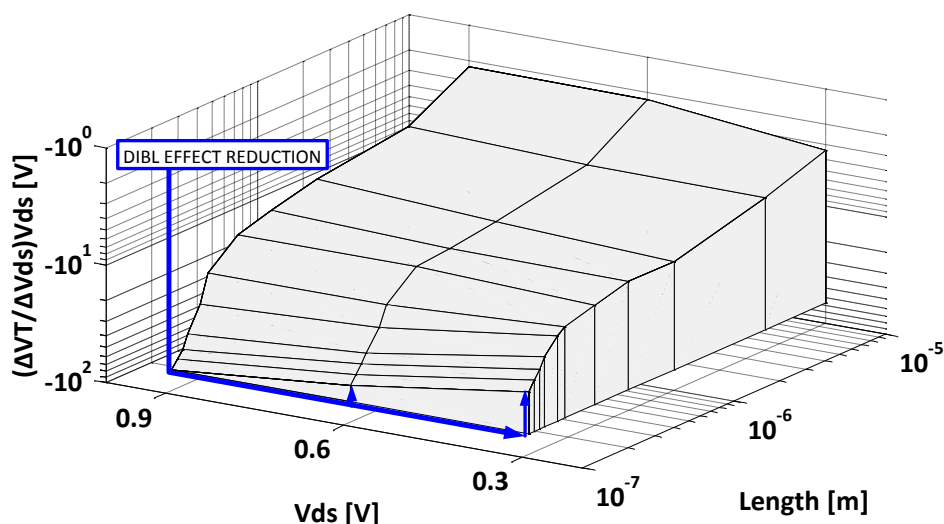
Στην παρούσα εργασία θα παρουσιαστεί η επίδραση του DIBL φαινομένου για $V_{DS} = 300\text{mV}, 600\text{mV}$ και 900mV για NMOS και PMOS και θα φανεί η τυχόν εξάρτηση από την θερμοκρασία.

Το DIBL effect όπως αναφέρθηκε παραπάνω έχει άμεση εξάρτηση από την V_{DS} . Θέλοντας να μοντελοποιήσουμε την επίδραση του DIBL φαινομένου ως προς την τάση κατωφλίου μπορούμε να ισχυριστούμε ότι η πραγματική τάση κατωφλίου μπορεί να υπολογιστεί (αγνοώντας τα φαινόμενα μικρά καναλιού) από τον τύπο :

$$V_T' = V_T - \frac{\Delta V_T}{\Delta V_{DS}} V_{DS} \quad (3.5)$$

Η ποσότητα $\frac{\Delta V_T}{\Delta V_{DS}} V_{DS}$ αναπαριστά την μείωση της τάσης κατωφλίου λόγω του DIBL φαινομένου. Η μείωση του DIBL φαινομένου φαίνεται στην παρακάτω γραφική. Η γραφική αυτή δείχνει την τιμή της παραπάνω ποσότητας συναρτήσει του μήκους καναλιού και της τάσης καναλιού. Στα μικρά μήκη καναλιού η διαφορά της πραγματικής τάσης κατωφλίου από την θεωρητική είναι σημαντική. Πιο συγκεκριμένα για $L=110\text{nm}$ η τάση κατωφλίου μειώνεται κατά 66, 48 και 29,3 mV για $V_{DS}= 900\text{mV}$, 600mV και 300mV αντίστοιχα. Στα μικρά μήκη καναλιού ($L<140\text{nm}$) το DIBL φαινόμενο είναι ιδιαίτερα έντονο.

Όσο το L γίνεται μεγαλύτερο το DIBL εξασθενεί και φαίνεται να γίνεται η τιμή του ανεξάρτητη της αύξησης του V_{DS} . Για $L=10\text{nm}$ το DIBL φαίνεται να έχει εξασθενήσει πλήρως καθώς η μεταβολή της τάσης κατωφλίου δεν ξεπερνά τα 3mV.

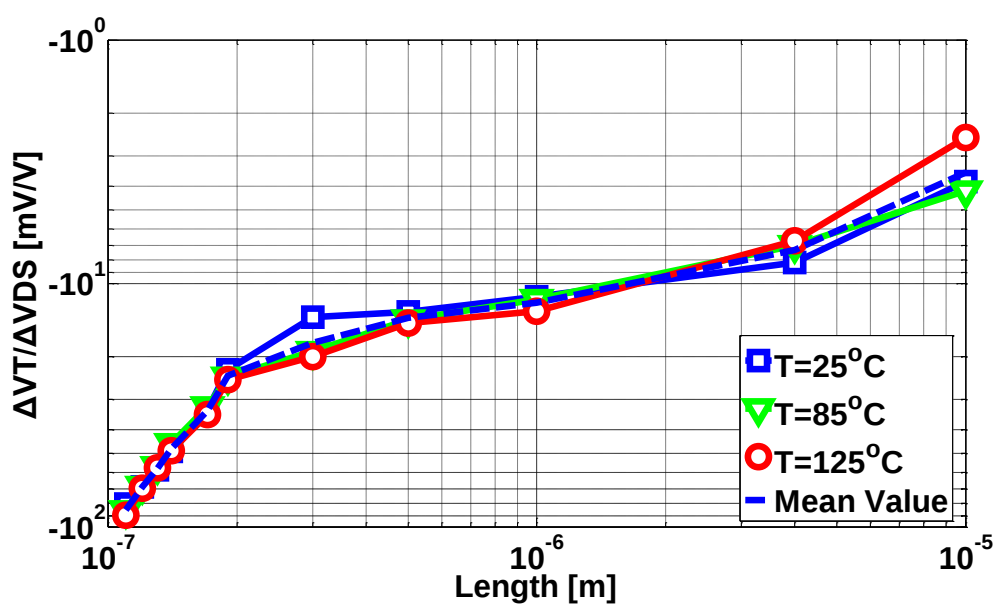


Εικόνα 3.10 DIBL effect ως προς V_{DS} , L

3.3.2 Συντελεστής DIBL

Ο συντελεστής του DIBL εξάγεται για κάθε μέτρηση του V_{DS} πραγματοποιώντας εκτίμηση της τάσης κατωφλίου για $V_{DS} = V_{DS} + 40\text{mV}$ και $V_{DS} = V_{DS} - 40\text{mV}$. Παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα για nmos χρησιμοποιώντας ως τάση καναλιού τα 600mV. Αρχικά επισημαίνεται η ισχυρή επίδραση του DIBL effect στα μικρά μήκη καναλιού. Για $L=110\text{nm}$ η τιμή του συντελεστή είναι ίση με -85mV/V ενώ για $L=1\mu\text{m}$ είναι ίση -13mV/V που σημαίνει ότι το DIBL στην πρώτη περίπτωση είναι σχεδόν 8 φορές μεγαλύτερο από την δεύτερη. Παρατηρείται ισχυρή εξάρτηση από το μήκος καναλιού για $L = 110\text{nm}$ έως $L=190\text{nm}$. Για $L=300\text{nm}$ και πάνω η εξάρτηση αυτή δείχνει να μελώνεται.

Ο συντελεστής του DIBL φαίνεται ανεξάρτητος της θερμοκρασίας. Ειδικά στα μικρά μήκη καναλιού ($L < 190\text{nm}$) φαίνεται η σχεδόν απόλυτη ταύτιση των τιμών του συντελεστή. Ανάλογη συμπεριφορά παρατηρείται για $L = 500\text{nm}, 1\mu\text{m}$ και $4\mu\text{m}$. Η φαινόμενη αύξηση στους 125°C στην πραγματικότητα προκαλεί πολύ μικρή μείωση όσο αναφορά την τάση κατωφλίου.



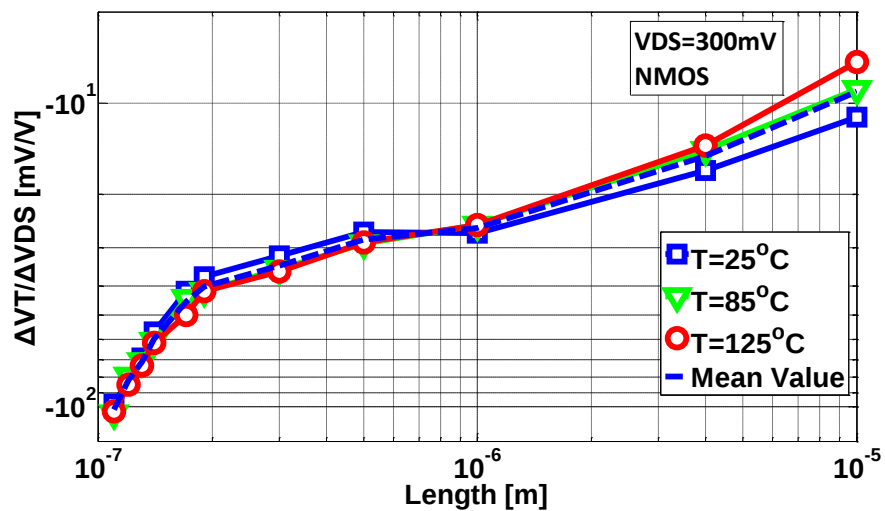
Εικόνα 3.11 Μεταβολή τάσης κατωφλίου ως προς V_{DS} για διαφορετικά μήκη καναλιού και θερμοκρασία

Μετά την παραδοχή ότι ο συντελεστής DIBL είναι ανεξάρτητος της θερμοκρασίας μπορούμε να λάβουμε την μέση τιμή των θερμοκρασιακών μετρήσεων για να χαρακτηρίσουμε το DIBL effect όσον αφορά τη συγκεκριμένη πόλωση. Την συμπεριφορά του συντελεστή $\frac{\Delta V_T}{\Delta V_{DS}}$ μπορούμε να την μοντελοποιήσουμε ως προς το μήκος καναλιού χωρίζοντας την σε δύο περιοχές. Για $L < 190\text{nm}$ και για $L > 190\text{nm}$. Η μοντελοποίηση πραγματοποιείται με την χρήση του τύπου $\lambda_{DIBL} = \frac{\Delta V_T}{\Delta V_{DS}} = \alpha L^b$. Οι τιμές που εξάγονται φαίνονται παρακάτω.

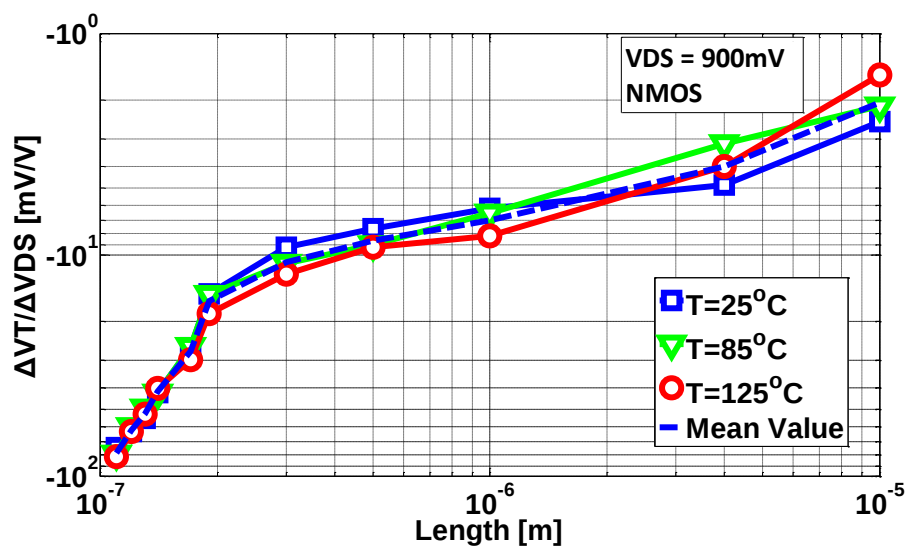
NMOS	L<170nm		L>170nm	
	a	b	a	b
VDS=300mV	9.81e-15	-1.87	2.615e-4	-0.3254
VDS=600mV	7.28e-17	-2.165	5.9e-5	-0.388
VDS=900mV	1.10e-18	-2.422	1.31e-5	-0.4603

Πίνακας 3.1 Παράμετροι ευκινήςας NMOS, a, b, για L<170nm και L>170nm για διαφορετικές πολώσεις

Εν συνεχεία παρατίθενται οι γραφικές για $V_{DS}=300\text{mV}$ και $V_{DS} = 900\text{mV}$

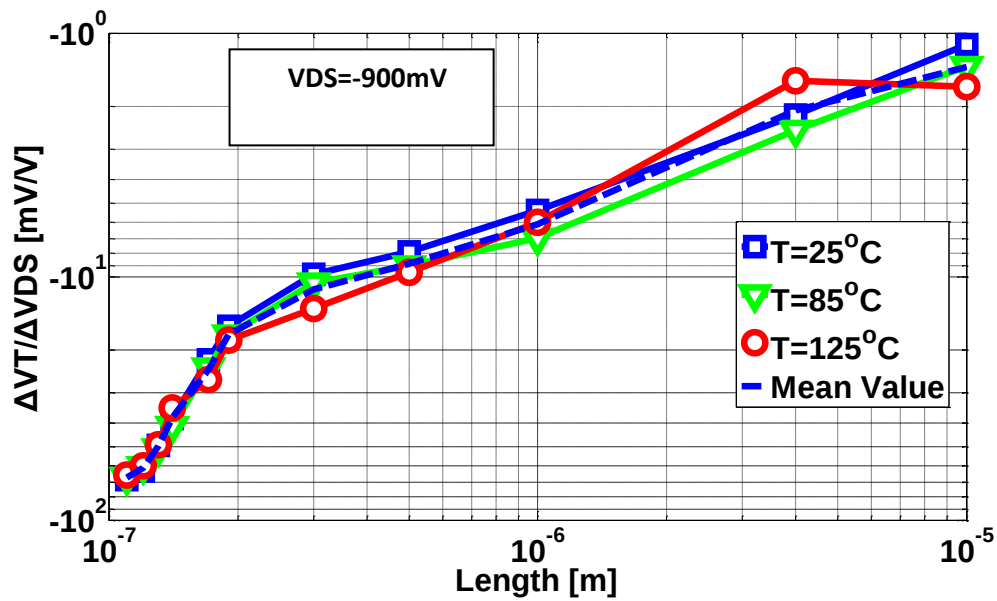


Εικόνα 3.12 Μεταβολή τάσης κατωφλίου NMOS ως προς V_{DS} για διαφορετικά μήκη καναλιού και θερμοκρασία, με $V_{DS}=300\text{mV}$

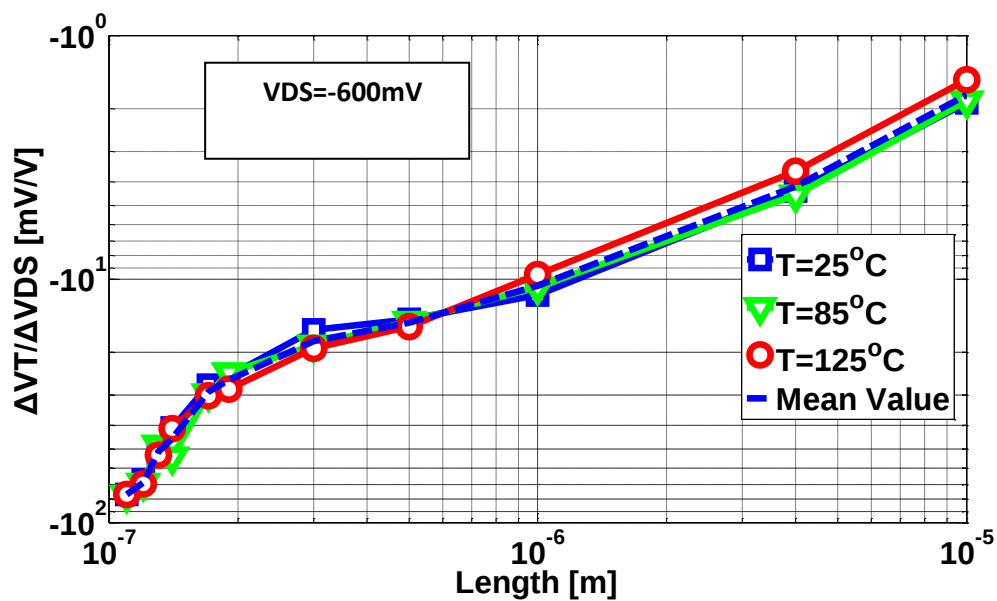


Εικόνα 3.13 Μεταβολή τάσης κατωφλίου NMOS ως προς V_{DS} για διαφορετικά μήκη καναλιού και θερμοκρασία, με $V_{DS}=900\text{mV}$

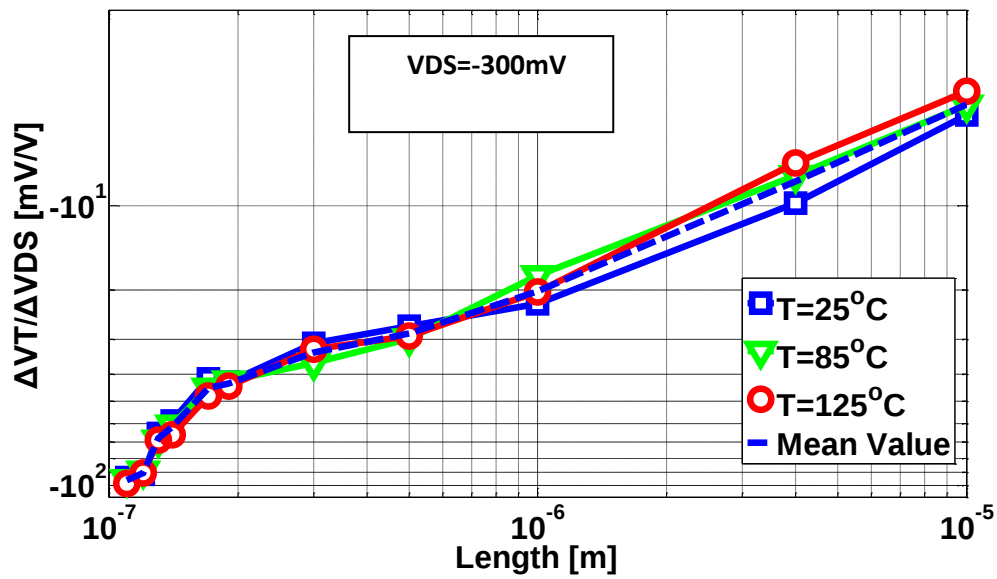
Με την ίδια μεθοδολογία θα πραγματοποιηθεί η εξαγωγή των παραμέτρων για τα PMOS.



Εικόνα 3.14 Μεταβολή τάσης κατωφλίου PMOS ως προς V_{DS} για διαφορετικά μήκη καναλιού και θερμοκρασία, με $V_{DS} = -900\text{mV}$



Εικόνα 3.15 Μεταβολή τάσης κατωφλίου PMOS ως προς V_{DS} για διαφορετικά μήκη καναλιού και θερμοκρασία, με $V_{DS} = -600\text{mV}$



Εικόνα 3.16 Μεταβολή τάσης κατωφλίου PMOS ως προς V_{DS} για διαφορετικά μήκη καναλιού και θερμοκρασία, με $V_{DS}=-300\text{mV}$

PMOS	L<170nm		L>170nm	
	a	b	a	b
VDS=-300mV	7.03e-011	-1.7438	0.0095	-0.5441
VDS=-600mV	2.26e-14	-2.165	0.0024	-0.6005
VDS=-900mV	3.53e-15	-2.3389	3.80e-4	-0.6927

Πίνακας 4 Παράμετροι ευκινήςας PMOS, a, b, για L<170nm και L>170nm για διαφορετικές πολώσεις

Ως γενικότερη εικόνα μπορεί να σημειωθεί ότι για μικρά μήκη καναλιού η κλίση b αυξάνεται όσο αυξάνουμε την τάση V_{DS} . Για ενδιάμεσες τιμές της τιμής του V_{DS} μπορεί να θεωρηθεί ότι το $dibl$ είναι ανάλογο του τετραγώνου του ρεύματος.

Κεφάλαιο 4 – Κανονικοποιημένες Διαγωγιμότητες

4.1 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GMS

4.1.1 Ορισμός και Ανάλυση

Το G_{MS} ορίζεται ως η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς το ρεύμα και την θερμική τάση. Ο τύπος που το εκφράζει είναι:

$$G_{ms} = \frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_s} \frac{U_T}{I_{ds}} = \frac{g_{ms} U_T}{I_{ds}} \quad (3.6)$$

Η σχέση της κανονικοποιημένης διαγωγιμότητας με τον δείκτη αναστροφής είναι:

$$\begin{aligned} g_{ms} &= G_{SPEC} q_s = \frac{I_{SPEC}}{U_T} q_s \Leftrightarrow U_T \frac{g_{ms}}{I_D} = \frac{I_{SPEC}}{I_D} q_s \Leftrightarrow U_T \frac{g_{ms}}{I_D} = \frac{q_s}{q_s^2 + q_s} = \frac{1}{q_s + 1} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow G_{MS} = \frac{1}{\sqrt{0.25 + IC} + 0.5} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Φαίνεται ότι για WI ($IC \ll 0.1$) το GMS μπορεί να θεωρηθεί ίσο με 1. Για $IC \gg 10$ παρατηρείται ότι το $G_{MS} \approx \frac{1}{\sqrt{IC}}$.

Το G_{MS} παρουσιάζει την μικρότερη ευαισθησία σε σχέση με τις άλλες διαγωγιμότητες όσο αναφορά τα φαινόμενα δεύτερης τάξης DIBL και CLM. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται για εμπειρική αξιολόγηση των μετρήσεων ενός transistor καθώς σύμφωνα με το EKV3 μοντέλο η τιμή της κανονικοποιημένης διαγωγιμότητας στην ασθενή αναστροφή ($IC < 0.01$) δεν μπορεί να ξεπερνά το 1. Η εξάρτηση του G_{MS} από την τάση καναλιού στο κορεσμό είναι εξαιρετικά μικρή για την περίπτωση της ασθενούς και μέσης αναστροφής. Για $L = 140\text{nm}$ η μείωση του G_{MS} μεταβαίνοντας από τα 300mV στα 900mV δεν ξεπερνά το 1,5% της αρχικής τιμής. Σε MI και SI τα αποτελέσματα είναι παρόμοια μέχρι την τιμή του IC όπου πραγματοποιείται το de-saturation ($V_{DSAT} > V_{DS}$). Αναλυτικότερα, η τιμή του G_{MS} μπορεί να εκφραστεί βρίσκοντας την παράγωγο του ρεύματος ως προς το V_s χρησιμοποιώντας την σχέση του ρεύματος ως προς τα κανονικοποιημένα φορτία. Η σχέση αυτή είναι:

$$I_{DS} = I_{SPEC} (q_s^2 + q_s - (q_d^2 + q_d)) \quad (4.1)$$

Παραγωγίζοντας την ποσότητα αυτή προκύπτει:

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_s} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} (q_s^2 + q_s - (q_d^2 + q_d)) + I_{SPEC} \left((2q_s + 1) \frac{\partial q_s}{\partial V_s} - (2q_d + 1) \frac{\partial q_d}{\partial V_s} \right) \quad (4.2)$$

Η ποσότητα $\frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s}$ αντιπροσωπεύει την μεταβολή της ευκινησίας ως προς το V_s . Από

τον τύπο που συνδέει τις κανονικοποιημένες τάσεις ως προς τα φορτία προκύπτει:

$$v_p - v_s = 2q_s + \ln q_s \Leftrightarrow \frac{V_p - V_s}{U_T} = 2q_s + \ln q_s \Leftrightarrow V_p - V_s = U_T (2q_s + \ln q_s) \text{ και}$$

$$v_p - v_d = 2q_d + \ln q_d \Leftrightarrow \frac{V_p - V_d}{U_T} = 2q_d + \ln q_d \Leftrightarrow V_p - V_d = U_T (2q_d + \ln q_d) \quad (4.3)$$

Παραγωγίζοντας τις ποσότητες αυτές ως προς το V_s και θεωρώντας ότι το V_s προκαλεί μεταβολή της τάσης κατωφλίου προκύπτει :

$$\frac{\partial (V_p - V_s)}{\partial V_s} = U_T \left(2 + \frac{1}{q_s} \right) \frac{\partial q_s}{\partial V_s} \Leftrightarrow \frac{\partial V_p}{\partial V_s} - 1 = U_T \left(2 + \frac{1}{q_s} \right) \frac{\partial q_s}{\partial V_s} \Leftrightarrow \frac{\partial q_s}{\partial V_s} = \left(\frac{q_s \frac{\partial V_p}{\partial V_s} - 1}{U_T (2q_s + 1)} \right) \text{ και}$$

$$\frac{\partial (V_p - V_d)}{\partial V_s} = U_T \left(2 + \frac{1}{q_s} \right) \frac{\partial q_s}{\partial V_s} \Leftrightarrow \frac{\partial V_p}{\partial V_s} = U_T \left(2 + \frac{1}{q_d} \right) \frac{\partial q_d}{\partial V_s} \Leftrightarrow \frac{\partial q_d}{\partial V_s} = \frac{q_d \left(\frac{\partial V_p}{\partial V_s} \right)}{U_T (2q_d + 1)} \quad (4.4)$$

Πραγματοποιώντας τις αντικαταστάσεις στην εξίσωση 4.2 έχουμε :

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_s} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + I_{SPEC} \left((2q_s + 1) \frac{q_s \frac{\partial V_p}{\partial V_s} - 1}{U_T (2q_s + 1)} - (2q_d + 1) \frac{q_d \frac{\partial V_p}{\partial V_s}}{U_T (2q_d + 1)} \right) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_s} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + \frac{I_{SPEC}}{U_T} \left((q_s \frac{\partial V_p}{\partial V_s} - 1) - q_d \left(\frac{\partial V_p}{\partial V_s} \right) \right) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_s} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + \frac{I_{SPEC}}{U_T} \left((q_s - q_d) \frac{\partial V_p}{\partial V_s} - q_s \right) \quad (4.5)$$

Γνωρίζοντας ότι το $G_{SPEC} = \frac{I_{SPEC}}{U_T}$ και ότι $V_p = \frac{V_G - VT}{n}$ προκύπτει:

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_s} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n} \frac{\partial VT}{\partial V_s} - q_s G_{SPEC} \quad (4.6)$$

Η κανονικοποιημένη τιμή της παραπάνω ποσότητας είναι:

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_s} \frac{U_T}{I_{DS}} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} \frac{U_T}{I_{DS}} + G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n} \frac{U_T}{I_{DS}} \frac{\partial VT}{\partial V_s} - q_s G_{SPEC} \frac{U_T}{I_{DS}} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow GMS = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{U_T}{I_{SPEC}} + \left(G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n} \frac{U_T}{I_{DS}} \right) \frac{\partial VT}{\partial V_s} - \left(q_s G_{SPEC} \frac{U_T}{I_{DS}} \right) \quad (4.7)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις θεωρητικές τιμές του g_{ms} ($=q_s G_{SPEC}$) και g_{mg} ($=G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n}$) προκύπτει:

$$GMS = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{U_T}{I_{SPEC}} + \left(\frac{(G(i_f) - G(i_r))}{n} \right) \frac{\partial VT}{\partial V_s} - (G(i_f)) \quad (4.8)$$

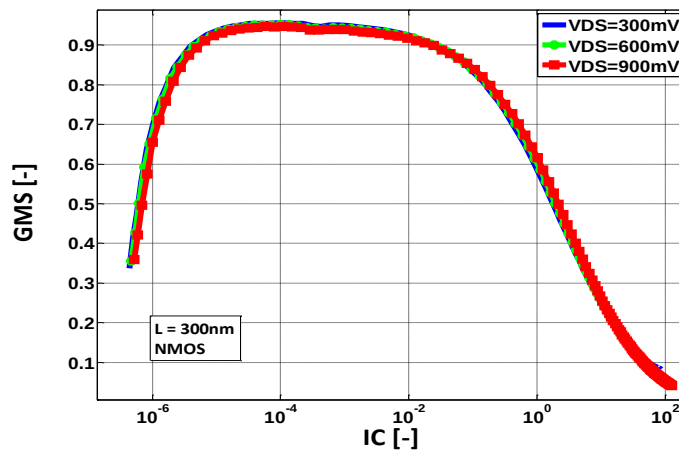
Η σχέση αυτή είναι ιδιαίτερα χρήσιμη καθώς φαίνεται η εξάρτηση της θεωρητικής ποσότητας του GMS από φαινόμενα όπως μία μορφή DIBL φαινομένου ($\frac{\partial VT}{\partial V_s}$)

(λαμβάνοντας ως reference τάση V_b) και του CLM. Για W/L η τιμή $\frac{\partial VT}{\partial V_s}$ είναι η κύρια

αιτία μείωσης της τιμής του λόγου g_{ms}/i_d . Όσο το IC αυξάνει η ποσότητα αυτή μειώνεται δραματικά (καθώς το DIBL φαινόμενο εξασθενεί και το G_{MG} μειώνεται) με αποτέλεσμα να κυριαρχεί ο όρος $\frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_s} \frac{U_T}{I_{SPEC}}$ στην μείωση της τιμής του G_{MS} .

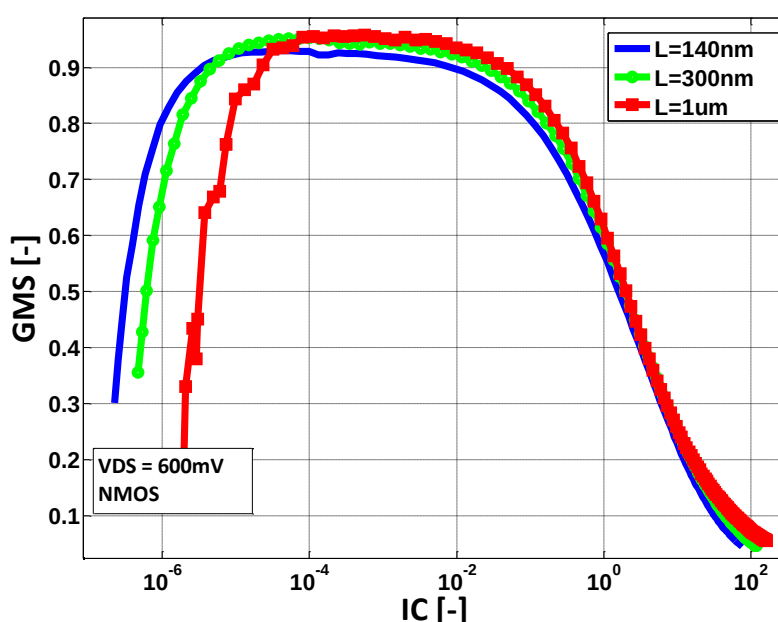
4.1.2 Εξάρτηση από L και V_{DS}

Παρατηρείται στην εικόνα 4.1 ότι το GMS δεν μεταβάλλεται σημαντικά όσο αναφορά την μεταβολή της τάσης καναλιού.



Εικόνα 4.1 G_{MS} NMOS ως προς δείκτη αναστροφής

Ισχυρότερη εξάρτηση υπάρχει ως προς το μήκος καναλιού. Παρατηρείται μείωση της τιμής του G_{MS} στο WI και MI με την μείωση του μήκους καναλιού. Η μείωση αυτή για μετάβαση από τρανζίστορ με $L=10\mu m$ σε $L=140nm$ στο WI είναι περίπου 8%. Η μείωση αυτή οφείλεται στο DIBL effect. Για όλα τα μήκη καναλιού για τιμές IC από 2 έως 6 παρατηρείται συμφωνία τιμών μεταξύ των G_{MS} . Για $IC > 10$ οι τιμές του G_{MS} μειώνονται όσο μειώνεται το μήκος καναλιού λόγω CLM και mobility saturation. Ανάλογη συμπεριφορά έχουν και τα PMOS. Όσο αναφορά τις τυχόν μεταβολές ως προς την θερμοκρασία πρέπει να σημειωθεί ότι λόγω του γεγονότος ότι το G_{MS} δεν παρουσιάζει ισχυρή εξάρτηση από κάποιο φαινόμενο δεν αναμένεται να υπάρχουν μεγάλες διαφορές όσο αναφορά την συμπεριφορά του.



Εικόνα 4.2 G_{MS} NMOS ως προς δείκτη αναστροφής, για διαφορετικά μήκη καναλιού

4.2 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GMB

4.2.1 Περιγραφή και εξαρτήσεις

Η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης υπολογίζεται από τον τύπο:

$$G_{mg} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_g} \frac{U_T}{I_{ds}} = \frac{g_{mg} U_T}{I_{ds}} \quad (4.9)$$

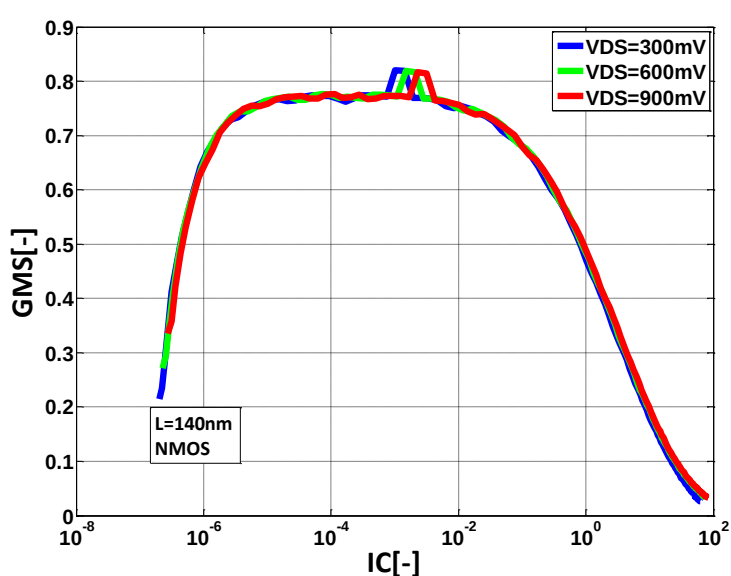
Η διαγωγιμότητα αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική καθώς συμμετέχει στον υπολογισμό του intrinsic DC κέρδους των transistor. Επίσης μέσω της κανονικοποιημένης διαγωγιμότητας μπορεί να προσεγγισθεί η τιμή του slope factor στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής που θα αναλυθεί στην συνέχεια. Η τιμή της

κανονικοποιημένης διαγωγιμότητας πύλης είναι πάντα μικρότερη της αντίστοιχης της πηγής. Από την θεωρία του EKV3 προκύπτει

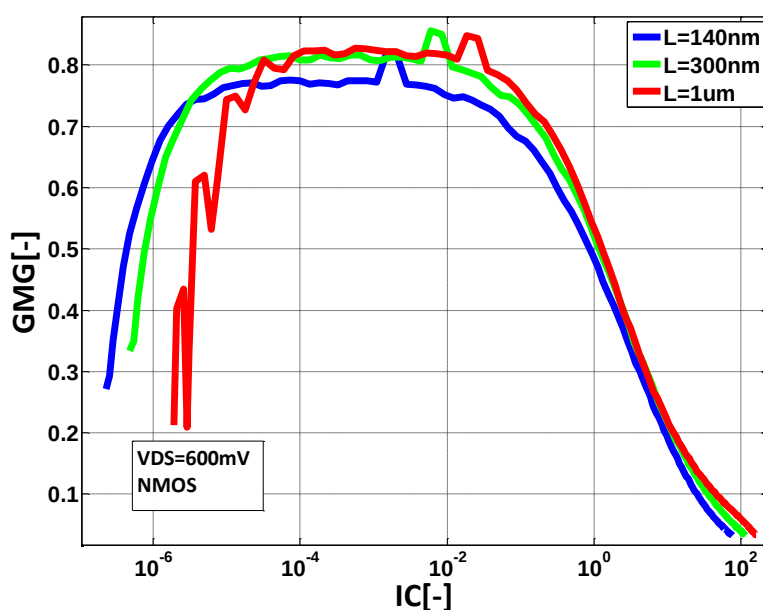
$$G_{mg} = G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n} \underset{\text{IN SATURATION } q_d \approx 0}{\approx} \frac{q_s G_{SPEC}}{n} \approx \frac{G_{ms}}{n} \approx \frac{1}{n(\sqrt{0.25 + IC} + 0.5)} \quad (4.10) \quad \text{Για WI}$$

($IC \ll 0.01$) ισχύει $G_{mg} \approx \frac{1}{n}$. Η κανονικοποιημένη τιμή της διαγωγιμότητας πύλης

παρουσιάζει περίπου ίδια συμπεριφορά με του G_{MS} . Μικρή εξάρτηση από την τάση καναλιού στο κορεσμό και αυξημένη εξάρτηση από το μήκος καναλιού λόγω φαινομένων μικρού μήκους καναλιού.



Εικόνα 4.3 G_{MS} NMOS ως προς δείκτη αναστροφής για $L=140nm$



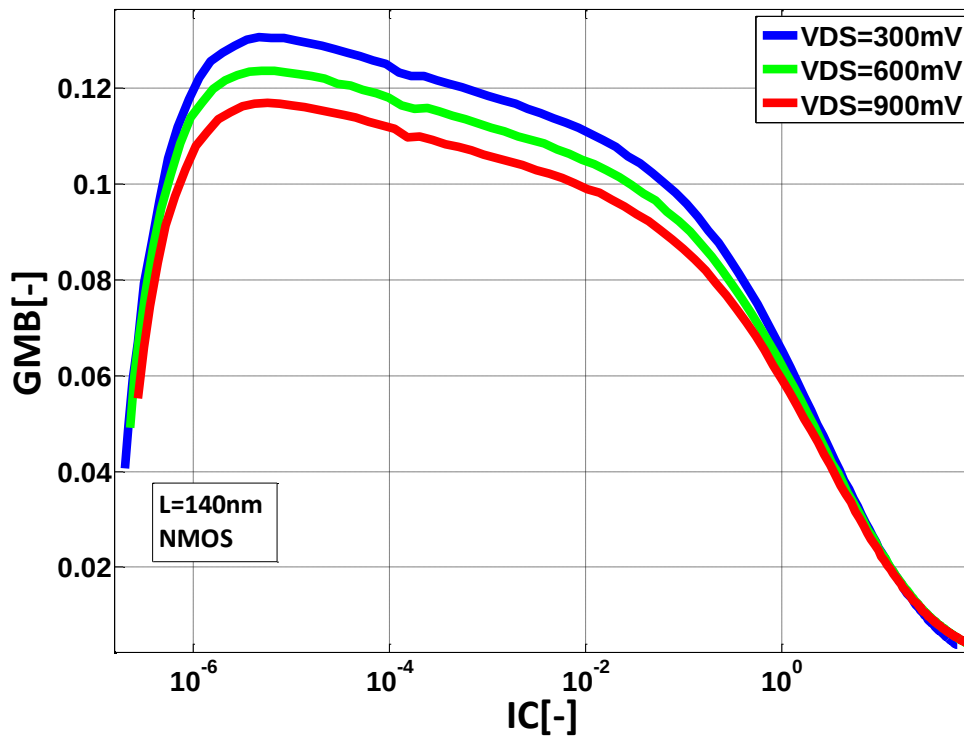
Εικόνα 4.4 G_{MS} NMOS ως προς δείκτη αναστροφής για $L=140nm$

4.3 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GMB

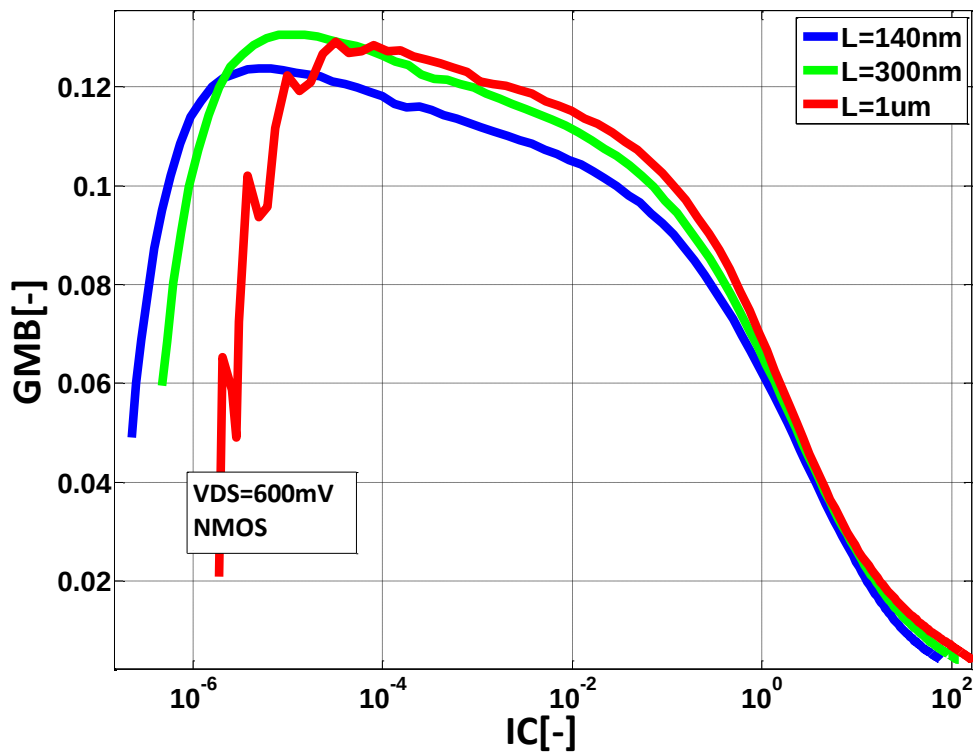
Η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα υποστρώματος υπολογίζεται από την σχέση $G_{mb} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_b} \frac{U_T}{I_{ds}} = \frac{g_{mb} U_T}{I_{ds}}$. Θεωρητικά υπολογίζεται από την σχέση:

$$G_{mb} = \frac{n-1}{n} G_{SPEC} (q_s - q_d) \underset{\text{IN SATURATION } q_d \approx 0}{\approx} \frac{(n-1)q_s G_{SPEC}}{n} \approx \frac{(n-1)G_{ms}}{n} \approx \frac{(n-1)}{n(\sqrt{0.25+IC} + 0.5)}. \quad (4.11)$$

Από τις παρακάτω γραφικές προκύπτει ότι με την αύξηση του V_{DS} μειώνεται η τιμή του G_{MB} στο WI. Ενώ όσο μεταβαίνουμε σε SI οι τιμές συγκλίνουν. Με την αύξηση του μήκους καναλιού αυξάνεται η τιμή του G_{MB} στην περιοχή ασθενούς αναστροφής. Εν συνεχεία οι τιμές του G_{MB} μειώνονται και συγκλίνουν για SI. Η ίδια απόλυτη μεταβολή που επηρεάζει και τις άλλες διαγωγιμότητες επηρεάζει και το GMB.



Εικόνα 4.5 G_{MB} NMOS ως προς δείκτη αναστροφής για $L=140nm$



Εικόνα 4.6 G_{MB} NMOS ως προς δείκτη αναστροφής $V_{DS}=600mV$

4.4 Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα GDS

4.4.1 Περιγραφή

Η διαγωγιμότητα εξόδου ή διαγωγιμότητα καναλιού (g_{ds}) ορίζεται από τον λόγο:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \quad (4.12)$$

Η κανονικοποιημένη μορφή της ορίζεται από την σχέση:

$$G_{ds} = \frac{g_{ds}}{I_{ds}} U_T \quad (4.13)$$

Το G_{ds} είναι η μικρότερη διαγωγιμότητα(εμπειρικά μία δεκάδα κάτω από την διαγωγιμότητα του υποστρώματος) .

Το G_{ds} παρουσιάζει αυξημένη εξάρτηση από την τιμή του V_{ds} που υπολογίζεται. Επισημαίνεται ότι οι διαγωγιμότητες υπολογίζονται κάνοντας χρήση μιας κεντρικής τιμής του V_{ds} (πχ. 300mV) και εν συνεχεία πραγματοποιώντας μέτρηση ρευμάτων για δεδομένο offset (στην περίπτωση μας +/- 40mV) γύρω από την κεντρική αυτή τιμή. Ως παράδειγμα παρατίθεται η μεταβολή για $L=140nm$. Η μείωση της τιμής της

είναι ιδιαίτερα αισθητή καθώς από 300mV στα 900mV τάσης καναλιού , η διαγωγιμότητα εξόδου μεταβάλλεται περίπου 20% στην περιοχή ασθενούς αναστροφής. Η αύξηση του μήκους καναλιού μειώνει δραστικά την τιμή την διαγωγιμότητα εξόδου καθώς με την αύξηση του μήκους καναλιού η διαφορά μεταξύ των ρευμάτων γίνεται πολύ μικρή με αποτέλεσμα την πτώση της διαγωγιμότητας.

4.4.2 Μοντελοποίηση

Η διαγωγιμότητα εξόδου είναι μία ποσότητα που δεν μπορεί να προσεγγισθεί με μεγάλη ακρίβεια λόγω της ευαισθησίας της από φαινόμενα όπως το DIBL ,το CLM και το charge sharing effect. Η εκτίμηση του θα έδινε την δυνατότητα σε ένα σχεδιαστή να έχει μία άποψη για την τιμή της αντίστασης εξόδου, του small signal κέρδους ,της τάσης Early και channel length modulation. Μία πρώτη προσέγγιση θα μπορούσε να γίνει κάνοντας χρήση της μεθόδου που προτείνεται στο [9] όπου το $G_d \approx \frac{\partial V_p}{\partial V_d} + \frac{U_T}{n} \frac{\partial n}{\partial V_d}$. Μία αναλυτικότερη προσέγγιση θα πραγματοποιηθεί στην συγκεκριμένη εργασία. Θα αποδειχθεί η σχέση μεταξύ του G_{DS} και DIBL effect.

Το g_{ds} μπορεί να υπολογιστεί με την χρήση του γενικού τύπου του ρεύματος ως προς τα κανονικοποιημένα φορτία. $I_{DS} = I_{SPEC} (q_s^2 + q_s - (q_d^2 + q_d))$. Λαμβάνοντας την παράγωγο ως προς το V_d προκύπτει:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} (q_s^2 + q_s - (q_d^2 + q_d)) + I_{SPEC} \left((2q_s + 1) \frac{\partial q_s}{\partial V_d} - (2q_d + 1) \frac{\partial q_d}{\partial V_d} \right) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + \left((2q_s + 1) \frac{\partial q_s}{\partial V_d} - (2q_d + 1) \frac{\partial q_d}{\partial V_d} \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Λαμβάνοντας την παράγωγο των κανονικοποιημένων τάσεων προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις :

$$\frac{\partial (V_p - V_s)}{\partial V_{ds}} = U_T \left(2 + \frac{1}{q_s} \right) \frac{\partial q_s}{\partial V_{ds}} \Leftrightarrow \frac{\partial V_p}{\partial V_{ds}} = U_T \left(2 + \frac{1}{q_s} \right) \frac{\partial q_s}{\partial V_{ds}} \Leftrightarrow \frac{\partial q_s}{\partial V_{ds}} = \frac{q_s \frac{\partial V_p}{\partial V_{ds}}}{U_T (2q_s + 1)} \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial (V_p - V_d)}{\partial V_d} = U_T \left(2 + \frac{1}{q_s} \right) \frac{\partial q_s}{\partial V_d} \Leftrightarrow \frac{\partial V_p}{\partial V_d} - 1 = U_T \left(2 + \frac{1}{q_d} \right) \frac{\partial q_d}{\partial V_d} \Leftrightarrow \frac{\partial q_d}{\partial V_d} = \frac{q_d \left(\frac{\partial V_p}{\partial V_d} - 1 \right)}{U_T (2q_d + 1)} \quad (4.16)$$

Πραγματοποιώντας τις αντικαταστάσεις στην πρώτη τότε έχουμε:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + I_{SPEC} \left((2q_s + 1) \frac{q_s \frac{\partial V_p}{\partial V_d}}{U_T (2q_s + 1)} - (2q_d + 1) \frac{q_d \left(\frac{\partial V_p}{\partial V_d} - 1 \right)}{U_T (2q_d + 1)} \right) \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + \frac{I_{SPEC}}{U_T} (q_s - q_d) \frac{\partial V_p}{\partial V_d} + q_d \frac{I_{SPEC}}{U_T} \Leftrightarrow \quad (4.17) \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + G_{SPEC} (q_s - q_d) \frac{\partial V_p}{\partial V_d} + q_d G_{SPEC}
 \end{aligned}$$

Αναλύοντας την pinch off τάση ως προς την σχέση του με την τάση κατωφλίου και την τάση πύλης προκύπτει:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + G_{SPEC} (q_s - q_d) \frac{\partial V_p}{\partial V_d} + q_d G_{SPEC} \quad \Leftrightarrow \quad V_p = \frac{V_G - V_{th}}{n} \\
 \Leftrightarrow \quad g_{ds} &= \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_d} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} + q_d G_{SPEC} \quad (4.18)
 \end{aligned}$$

Από την θεωρία γνωρίζουμε ότι το $g_{mg} = G_{SPEC} \frac{(q_s - q_d)}{n}$ και $g_{md} = q_d G_{SPEC}$ οπότε και προκύπτει:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_{ds}} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + g_{mg} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{ds}} + g_{md} \quad (4.19)$$

Η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα είναι ίση με :

$$\begin{aligned}
 g_{ds} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} + g_{mg} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} + g_{md} \Leftrightarrow g_{ds} \frac{U_T}{I_{DS}} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} \frac{U_T}{I_{DS}} + g_{mg} \frac{U_T}{I_{DS}} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} + g_{md} \frac{U_T}{I_{DS}} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow \quad G_{ds} &= \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{U_T}{I_{SPEC}} + G_{mg} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} + G_{md} \quad (4.20)
 \end{aligned}$$

Το αποτέλεσμα της παραπάνω διαδικασίας είναι ένας τύπος ο οποίος καλύπτει την γραμμική περιοχή και τον κορεσμό. Παρατηρείται ότι στον κορεσμό και σε ασθενή αναστροφή, το G_{ds} μπορεί να προσεγγισθεί λαμβάνοντας υπόψη μόνο τον

DIBL παράγοντα $G_{mg} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d}$ καθώς η επίδραση του G_{md} είναι σχεδόν μηδενική

(καθώς το φορτίο στο drain είναι πολύ μικρό) οπότε και το GDS γίνεται :

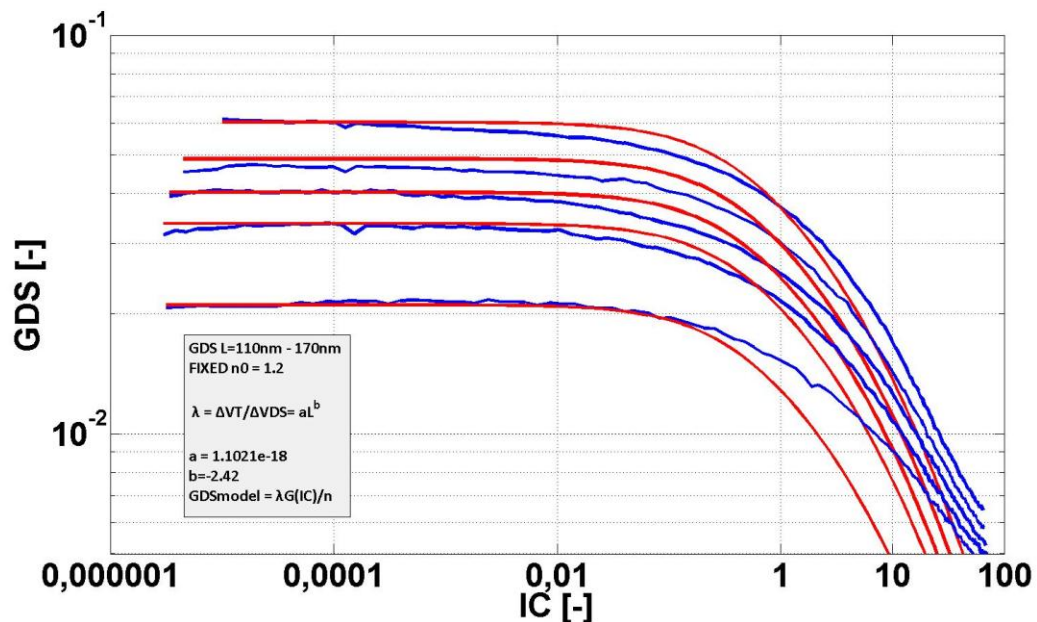
$$G_{ds} = \frac{\partial I_{SPEC}}{\partial V_d} \frac{U_T}{I_{SPEC}} + G_{mg} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} + G_{md} \approx G_{mg} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} \quad (4.21).$$

Το Gds στην περίπτωση αυτή γίνεται απευθείας ανάλογο της διαγωγιμότητας στη πύλη και του λόγου $\frac{\partial V_{th}}{\partial V_d}$. Υπό τις συγκεκριμένες συνθήκες το G_{mg} μπορεί να

θεωρηθεί σταθερό και ίσο με $1/n_{WI}$ οπότε και προκύπτει:

$$G_{ds} \approx \frac{1}{n_{WI}} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_d} \quad (4.22).$$

Η σχέση που προκύπτει προβλέπει ότι η διαγωγιμότητα εξόδου θα είναι σταθερή στο WI αφού ο λόγος $\frac{\partial V_{th}}{\partial V_d}$ παραμένει σταθερός (χρησιμοποιούμε την εξαγωγή του dibl effect για IC = 0.6). Ο παραπάνω ισχυρισμός φαίνεται να επιβεβαιώνεται από τα αποτελέσματα που φαίνονται παρακάτω.

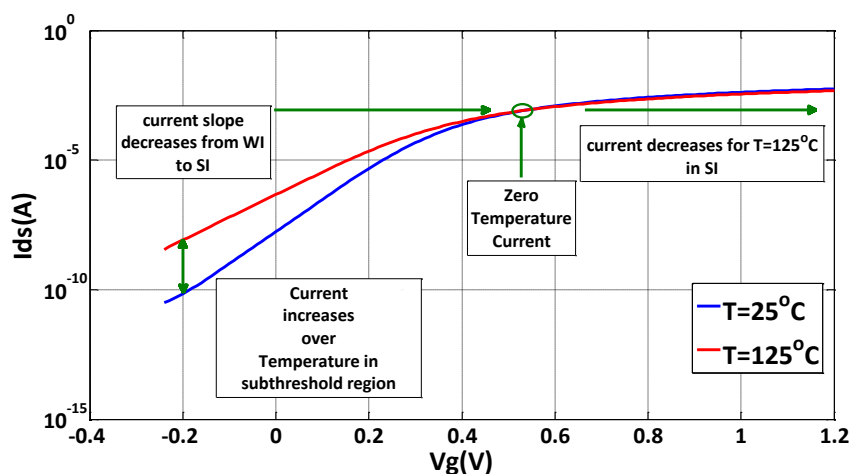


Εικόνα 4.7 GDS vs IC

4.5 Εξάρτηση διαγωγιμοτήτων από την θερμοκρασία

4.5.1 Συμπεριφορά του Ρεύματος ως προς την θερμοκρασία

Για την καλύτερη κατανόηση της συμπεριφοράς των μεγεθών ως προς την θερμοκρασία αρχικά παρουσιάζεται η μεταβολή του ρεύματος ως προς την θερμοκρασία.



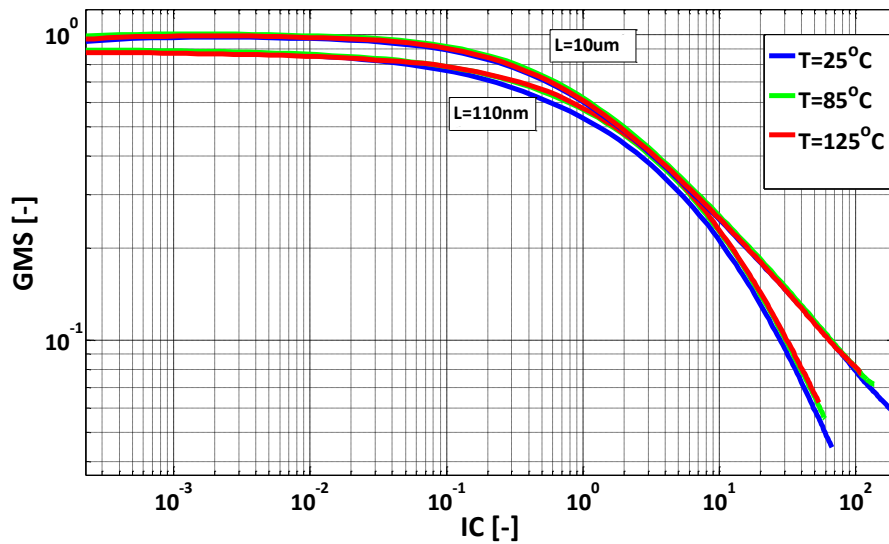
Εικόνα 4.8 Ρεύμα καναλιού ως προς την τάση πύλης, για διαφορετικές θερμοκρασίες

Στο παραπάνω γράφημα παρουσιάζεται η συμπεριφορά του ρεύματος ως προς την θερμοκρασία στα NMOS για $L=110\text{nm}$ και $V_{DS}=600\text{mV}$. Παρατηρείται αύξηση του ρεύματος ως προς την θερμοκρασία για την περιοχή κάτω από την τάση κατωφλίου. Κατά την μετάβαση από το WI στο MI η διαφορά των ρευμάτων μειώνεται έως τη τάση $V_g(\sim 0.5\text{V})$ όπου το ρεύμα γίνεται ανεξάρτητο της θερμοκρασίας. Μεταβαίνοντας στο SI παρατηρείται μείωση του ρεύματος όσο αυξάνει η θερμοκρασία. Για $V_G=0.8\text{V}$ το ρεύμα μειώνεται κατά $\sim 13\%$ με την αύξηση της θερμοκρασίας κατά 100°C . Στα Long channel transistor παρατηρείται ανάλογη συμπεριφορά του ρεύματος. Με την αύξηση του δείκτη αναστροφής το ρεύμα παρουσιάζει μεγαλύτερη μείωση ως προς την θερμοκρασία σε σχέση με αυτήν στα μικρά μήκη καναλιού (για $V_G=0.8$ η μείωση είναι περίπου 30%).

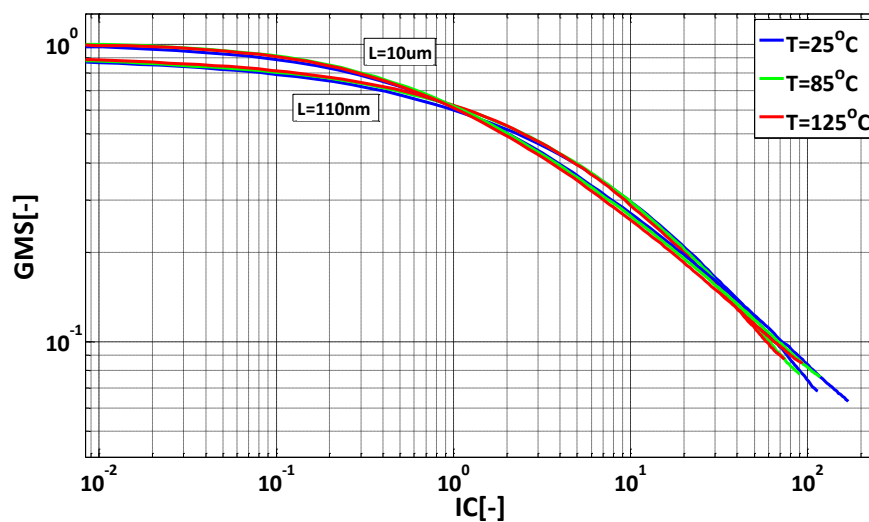
Η θερμοκρασιακή συμπεριφορά των παραπάνω μεγεθών θα μελετηθεί σε αυτό το σημείο. Τα γραφήματα παρουσιάζουν τις κανονικοποιημένες διαγωγιμότητες πύλης, πηγής και υποστρώματος για $V_{DS}=\pm 600\text{mV}$ για $L=10\mu\text{m}$ και $L=110\text{nm}$ για NMOS και PMOS.

4.5.2 Συμπεριφορά Διαγωγιμότητας ως προς την θερμοκρασία

Αρχικά παρατίθενται τα G_{MS} για NMOS και PMOS. Παρατηρείται ότι η τιμή του G_{MS} για τις διάφορες θερμοκρασίες παραμένει σταθερή.

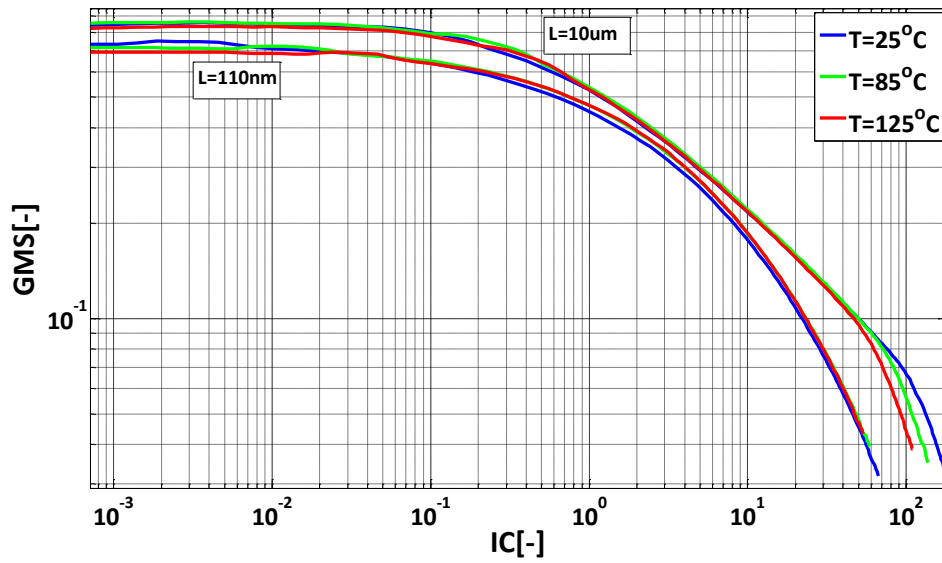


Εικόνα 4.9 G_{MS} NMOS ως προς την θερμοκρασία

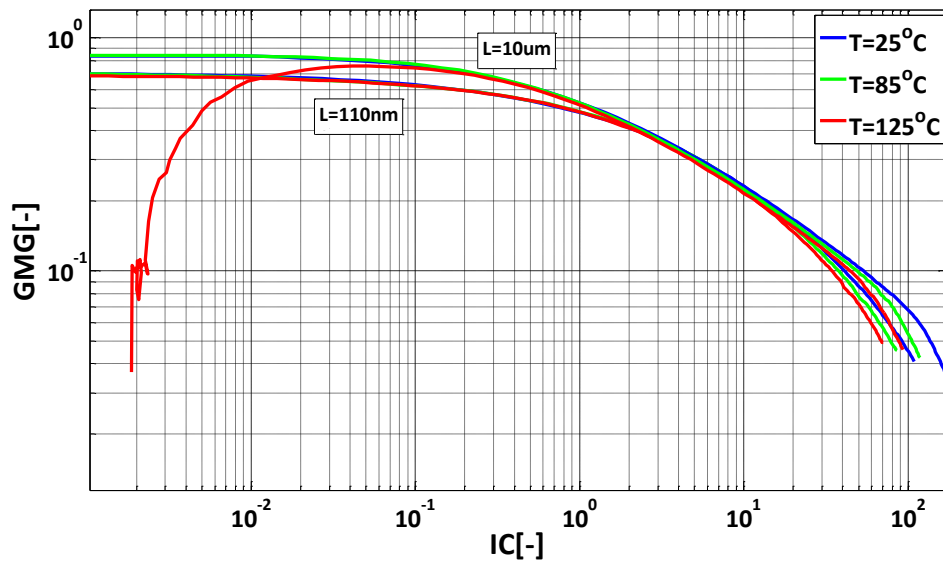


Εικόνα 4.10 G_{MS} PMOS ως προς την θερμοκρασία

Ακολουθεί το G_{MG} για NMOS και PMOS.

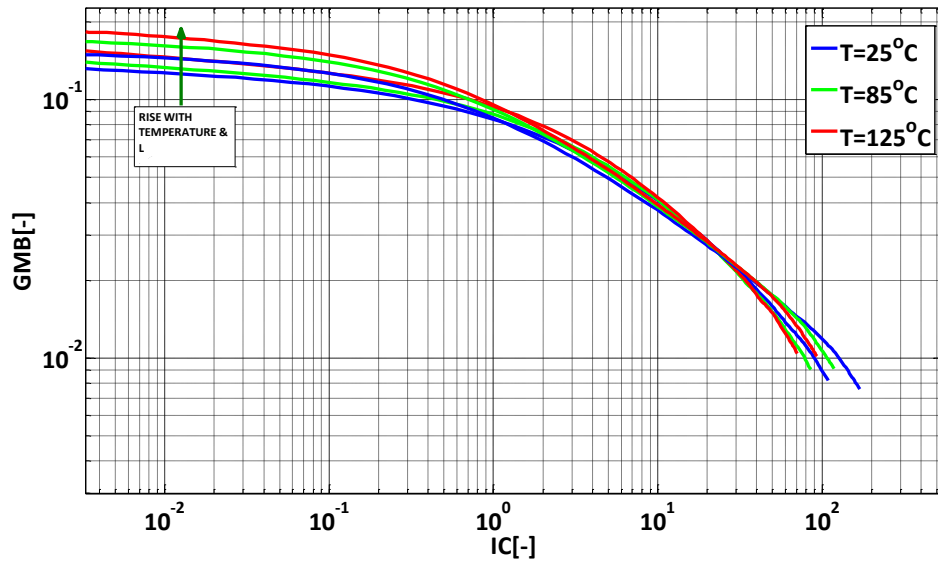


Εικόνα 4.11 G_{MG} NMOS ως προς την θερμοκρασία

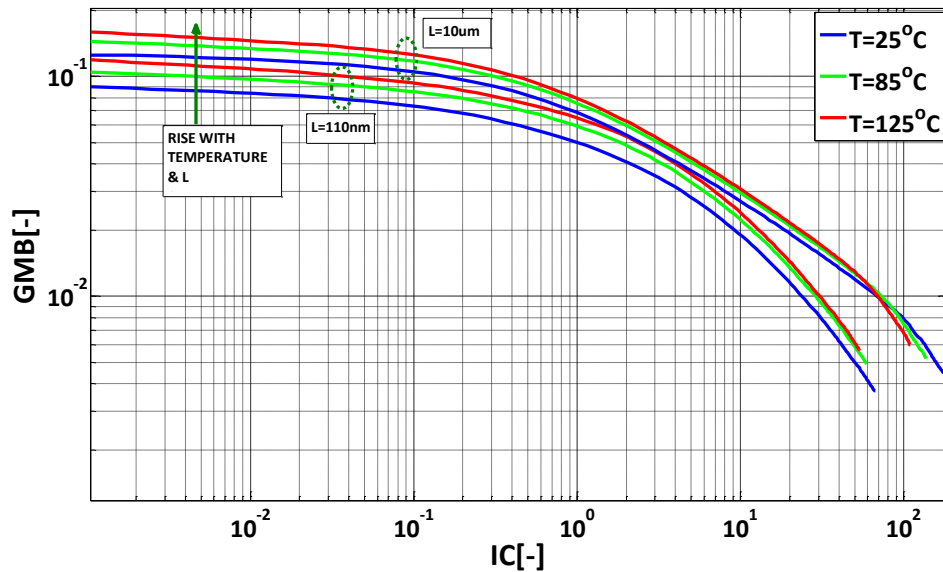


Εικόνα 4.12 G_{MG} PMOS ως προς την θερμοκρασία

Ακολουθεί το G_{MB} για NMOS και PMOS. Παρατηρείται η ισχυρή μεταβολή της ως προς την θερμοκρασία. Η εξάρτηση αυτή από την θερμοκρασία οφείλεται στο γεγονός ότι η g_{mb} παραμένει ανεξάρτητη της θερμοκρασίας με αποτέλεσμα ο λόγος των g_{mb}/i_d να εξαρτάται αποκλειστικά από την μεταβολή του ρεύματος ως προς την θερμοκρασία. Το ρεύμα, όπως φαίνεται παραπάνω, αυξάνει για WI και μειώνεται για SI συναρτήσει της αύξησης της θερμοκρασίας.



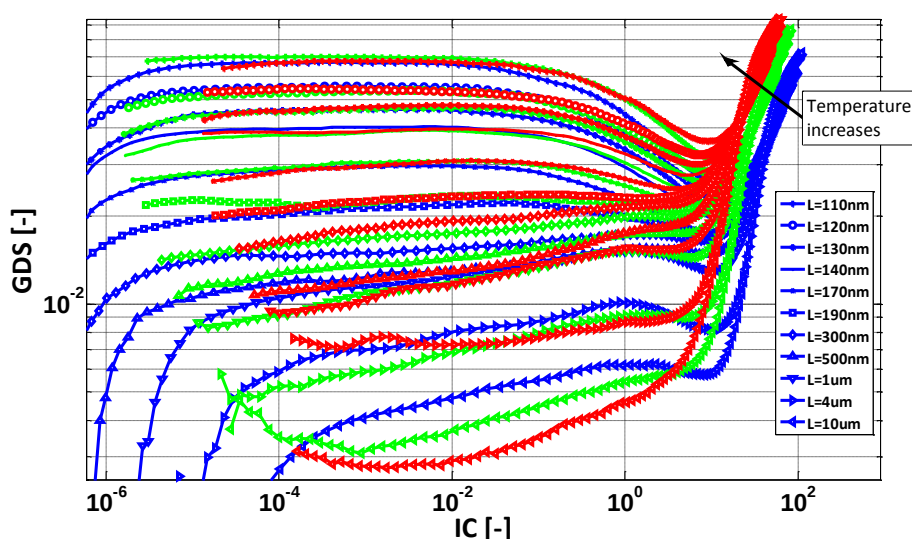
Εικόνα 4.13 G_{MB} NMOS ως προς την θερμοκρασία



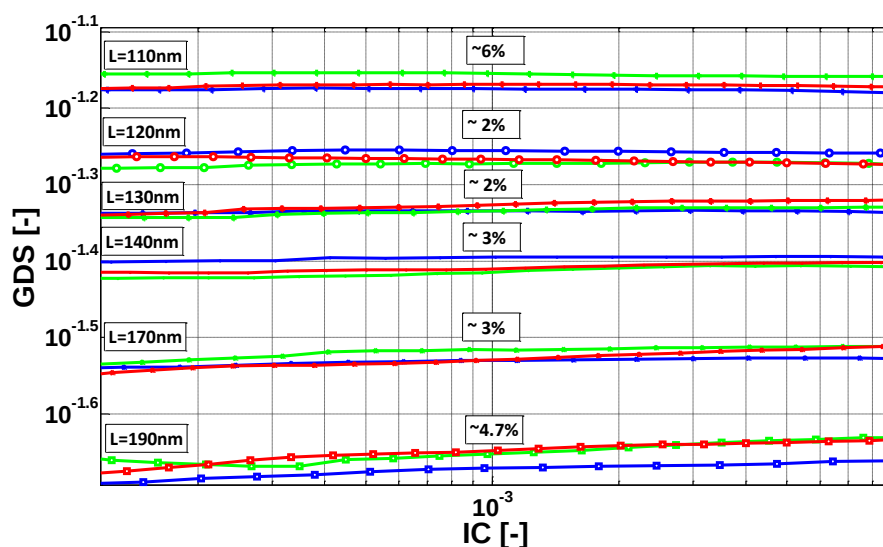
Εικόνα 4.14 G_{MB} PMOS ως προς την θερμοκρασία

Παρακάτω παρατίθενται τα γραφήματα του GDS για NMOS και PMOS ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα αντίστοιχα. Παρατηρείται αρκετά καλή συμφωνία των μετρήσεων για τα μικρά μήκη καναλιού. Όσο το scaling του transistor μεγαλώνει, το gds μειώνεται δραματικά ιδιαίτερα για μεγάλα μήκη καναλιού. Με αποτέλεσμα η μέτρηση στα μεγάλα μήκη καναλιού να είναι στα όρια της ευαισθησίας των οργάνων. Οπότε και δεν μπορούμε να αξιολογήσουμε επαρκώς τις μετρήσεις μας για μεγάλα μήκη καναλιού. Γενικά μπορούμε να ισχυριστούμε ότι υπάρχει συμφωνία των τιμών

του G_{DS} για μικρά μήκη καναλιού στη περιοχή της ασθενούς αναστροφής. Προς επιβεβαίωση του παραπάνω ισχυρισμού, υπολογίστηκε η μέγιστη απόκλιση από την τιμή του G_{DS} στους 25°C για $L=110\text{nm}$, 120nm , 130nm και 140nm για $I_C=10^{-3}$ και $V_{DS}=300\text{mV}$. Όπως φαίνεται στην παρακάτω γραφική αναπαράσταση η μέγιστη απόκλιση που παρατηρείται είναι 6% για $L=110\text{nm}$. Επίσης πρέπει να σημειωθεί ότι η δεν φαίνεται να υπάρχει συγκεκριμένη τάση για αύξηση ή μείωση των τιμών του G_{DS} ως προς την αύξηση της θερμοκρασίας. Οι τιμές του G_{DS} για διαφορετικές θερμοκρασίες φαίνονται να ακολουθούν μία κεντρική τιμή. Για τιμές αναστροφής από $I_C=0.01$ έως $I_C = 1$ στα μικρά μήκη καναλιού σημειώνεται εντονότερη μείωση του G_{DS} όσο αναφορά το την αύξηση της θερμοκρασίας με αποτέλεσμα την μείωση του Early Voltage ($V_A = I_D/g_{ds}$), ποσότητα θα παρουσιαστεί παρακάτω.



Εικόνα 4.15 G_{DS} NMOS ως προς την θερμοκρασία



Εικόνα 4.16 G_{DS} PMOS ως προς την θερμοκρασία

Η εκτίμηση αυτή οδηγεί σε ένα χρήσιμο αποτέλεσμα όσο αναφορά έναν σχεδιαστή που θέλει να κάνει μία εκτίμηση του μέγιστου g_{ds}/i_d για θερμοκρασία ίση με 125°C για μικρό μήκος καναλιού. Ισχύει ότι :

$$\begin{aligned}
 GDS_{125} - GDS_{25} \approx 0 &\Leftrightarrow UT_{125} \frac{g_{ds125}}{I_{ds125}} - UT_{25} \frac{g_{ds25}}{I_{ds25}} \approx 0 \Leftrightarrow \Delta UT = UT_{125} - UT_{25} \\
 &\Leftrightarrow (UT_{25} + \Delta UT) \frac{g_{ds125}}{I_{ds125}} - UT_{25} \frac{g_{ds25}}{I_{ds25}} \approx 0 \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow (UT_{25} + \Delta UT) \frac{g_{ds125}}{I_{ds125}} \approx UT_{25} \frac{g_{ds25}}{I_{ds25}} \Leftrightarrow \frac{g_{ds125}}{I_{ds125}} \approx \frac{UT_{25}}{(UT_{25} + \Delta UT)} \frac{g_{ds25}}{I_{ds25}} \Leftrightarrow \frac{g_{ds125}}{I_{ds125}} \approx \frac{kT_{25}}{q} \frac{g_{ds25}}{I_{ds25}} \quad (4.23)
 \end{aligned}$$

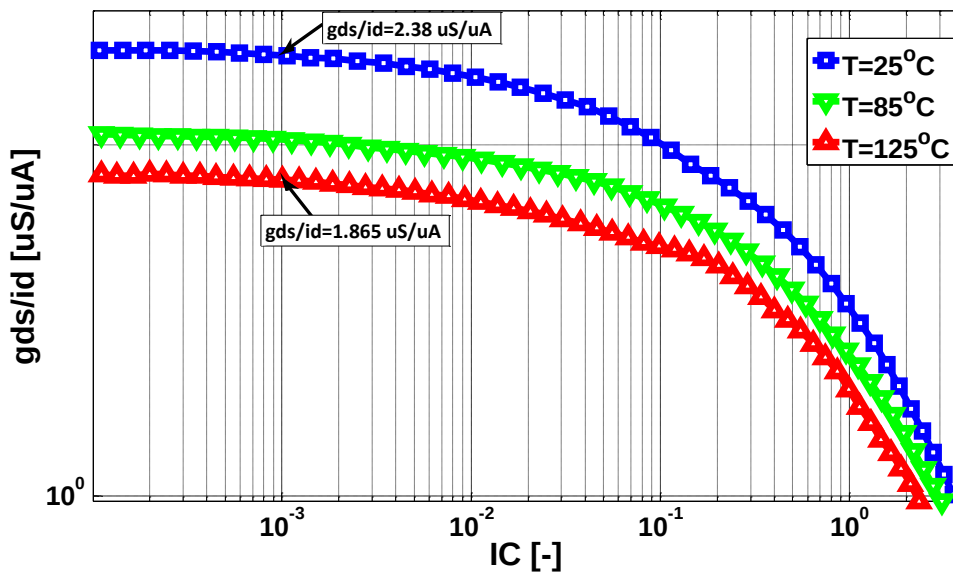
Από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι η ποσότητα g_{ds}/i_d για θερμοκρασία πάνω από αυτή που έχουμε ως αναφορά (στην περίπτωση μας 25°C) στο WI είναι απευθείας ανάλογη με τον λόγο της reference θερμοκρασίας προς την θερμοκρασία που θέλει ο σχεδιαστής*. Με την ίδια λογική θα μπορούσαν να υπολογιστούν να προσεγγισθούν και τα αντίστοιχα μεγέθη για g_{ms}/i_d και g_m/i_d .

Η επιβεβαίωση της παραπάνω σχέσης έρχεται από το γράφημα του g_{ds}/i_d vs IC για $V_{DS} = 600\text{mV}$. Βάσει του παραπάνω τύπου η τιμή του $\frac{g_{ds125}}{I_{ds125}}$ για IC=0.001 και L=110nm είναι :

$$\frac{g_{ds125}}{I_{ds125}} \approx \frac{T_{25}(K)}{T_{125}(K)} \frac{g_{ds25}}{I_{ds25}} = \frac{273.15+25}{273.15+125} 2.38 \frac{\mu\text{S}}{\mu\text{A}} = 0.7488 * 2.38 \frac{\mu\text{S}}{\mu\text{A}} = 1.78 \frac{\mu\text{S}}{\mu\text{A}}$$

Η τιμή που προκύπτει από τις μετρήσεις είναι $1.86 \mu\text{S}/\mu\text{A}$ γεγονός που σημαίνει ότι η παραπάνω ποσότητα αποκλίνει μόλις 4.5% από τη θεωρητική.

* Οι συγκεκριμένες θερμοκρασίες υπολογίζονται σε Kelvin.



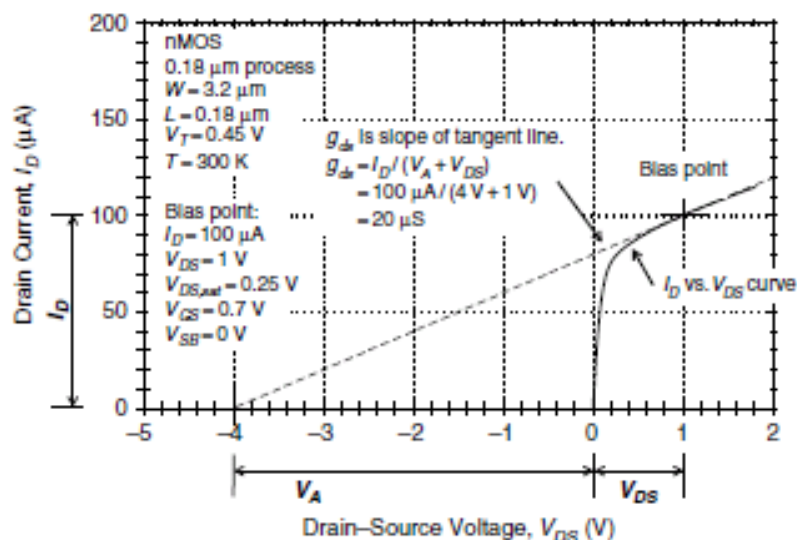
Εικόνα 4.17 G_{DS}/I_D ως προς τον δείκτη αναστροφής

4.6 Τάση Early

4.6.1 Ορισμός

Η Early τάση ορίζεται από την σχέση $V_A = i_d/g_{ds}$. Αποτελεί μία ποσότητα με την οποία ο σχεδιαστής μπορεί να προσεγγίσει το CLM φαινόμενο και να αξιολογήσει την επίδραση του στη απόδοση του transistor και να υπολογίσει το κέρδος μικρού κύματος (small signal gain(A_v)) γνωρίζοντας το g_m/i_d .

Ο Binkley στο [1] αναφέρει ότι η Early τάση είναι η τάση που προκύπτει αν σχεδιαστεί μία ασύμπτωτη γραμμή η οποία διέρχεται από το bias point της γραφικής του ρεύματος ως προς την τάση καναλιού και το σημείο όπου το ρεύμα μηδενίζεται.

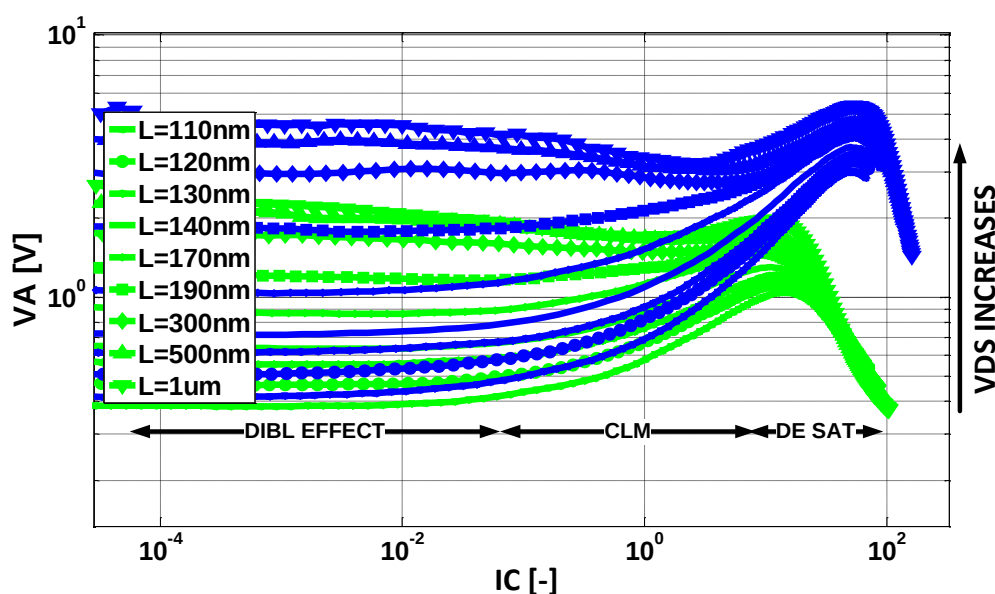


Εικόνα 4.18 Προσδιορισμός τάσης Early

Το g_{ds} είναι η κλίση της ασύμπτωτης αυτής. Ο αρχικός ορισμός του μεγέθους αυτού είναι $g_{ds} = i_d / (V_{ds} + V_A)$. Λόγω του γεγονότος ότι το V_A είναι κατά κανόνα μεγαλύτερο του V_{DS} καθιερώθηκε ο τύπος με τον οποίο ορίστηκε παραπάνω. Η ποσότητα αυτή αναμένεται να έχει χαμηλές τιμές στο WI και να αυξάνεται στο SI. Μεγάλες τιμές όσον αφορά το μήκος καναλιού και μεγάλη εξάρτηση από το V_{DS} .

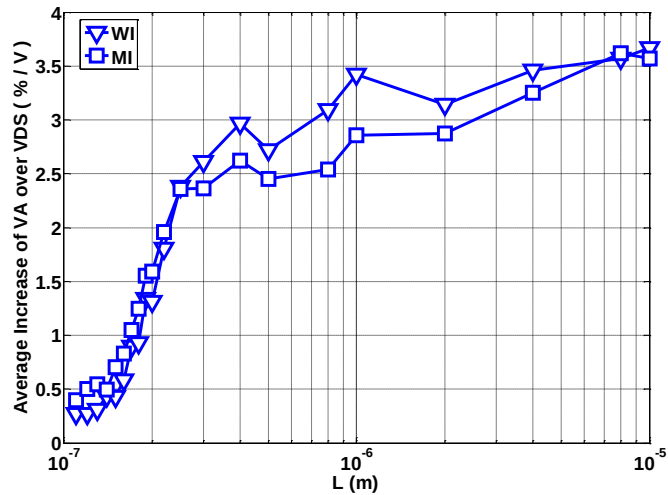
4.6.2 Εξαγωγή Αποτελεσμάτων

Παρακάτω φαίνεται η εξάρτηση του Early voltage ως προς I_C για $V_{DS}=300mV$ και $V_{DS}=600mV$. Παρατηρείται αυξημένη εξάρτηση ως προς το μήκος καναλιού και το V_{DS} . Όσο αυξάνεται το μήκος καναλιού το Early Voltage αυξάνει με αποτέλεσμα την μείωση του λόγου g_{ds}/i_d . Στα short channel transistor επικρατεί το DIBL Effect στο WI. Βασισμένοι στην μοντελοποίηση που δείχτηκε παραπάνω Καθώς μεταβαίνουμε από το WI στο MI η αύξηση του Early Voltage είναι εμφανής για τα μικρά μήκη καναλιού. Όσο αναφορά την αύξηση του V_{DS} παρατηρείται σαφής βελτίωση του Early Voltage με την αύξηση του I_C .



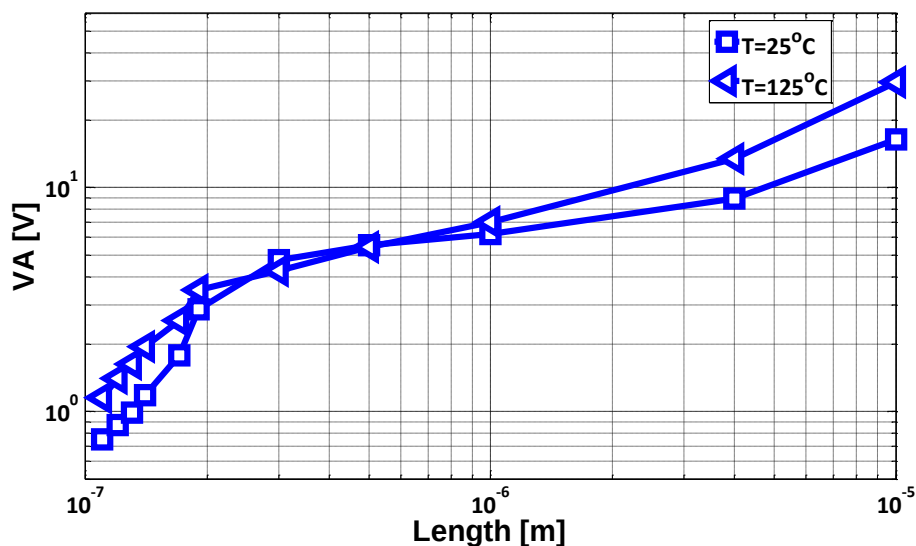
Εικόνα 4.19 Προσδιορισμός τάσης Early, για διαφορετικά μήκη καναλιού

Η Εικόνα 4.20 παρουσιάζει την μέση ποσοστιαία μεταβολή της τιμής του Early voltage ως προς το V_{DS} για διάφορα L για τα NMOS. Φαίνεται ότι η αύξηση είναι μικρή για τα μικρά μήκη καναλιού ενώ το φαινόμενο γίνεται εντονότερο με την αύξηση του μήκους καναλιού. Επίσης επισημαίνεται ότι δεν μπορούμε να κάνουμε μία γενικότερη θεώρηση του φαινομένου λαμβάνοντας μία μέση τιμή της μεταβολής καθώς η διαφορά είναι μεγάλη όσο αναφορά το συγκεκριμένο μέγεθος (για μεγάλα L είναι σχεδόν 4 φορές πάνω από την αντίστοιχη στα μικρά).



Εικόνα 4.20 Μέση αύξηση τάσης Early ως προς V_{DS} , συναρτήσει του μήκους καναλιού για WI και MI

Με την αύξηση της θερμοκρασίας πραγματοποιείται αύξηση της τάσης Early. Η αύξηση είναι αρκετά ευδιάκριτη για μικρά μήκη καναλιού. Για ενδιάμεσες τιμές του L φαίνεται συμφωνία μεταξύ των τιμών του V_A . Για μεγαλύτερα μήκη καναλιού η αύξηση είναι περίπου 2 φορές πάνω από την τιμή στους 25°C (για $V_{DS}=900\text{mV}$). Οι τιμές που φαίνονται παρακάτω έχουν παρθεί στο MI. Για $L=110\text{nm}$ έως 190nm οι τιμές του V_A για 25°C είναι ανάλογες με $L^{2.4}$. Η εξάρτηση από το μήκος καναλιού μειώνεται αισθητά ($\propto L^{0.6}$) για μήκη καναλιού από 190nm έως $1\mu\text{m}$.



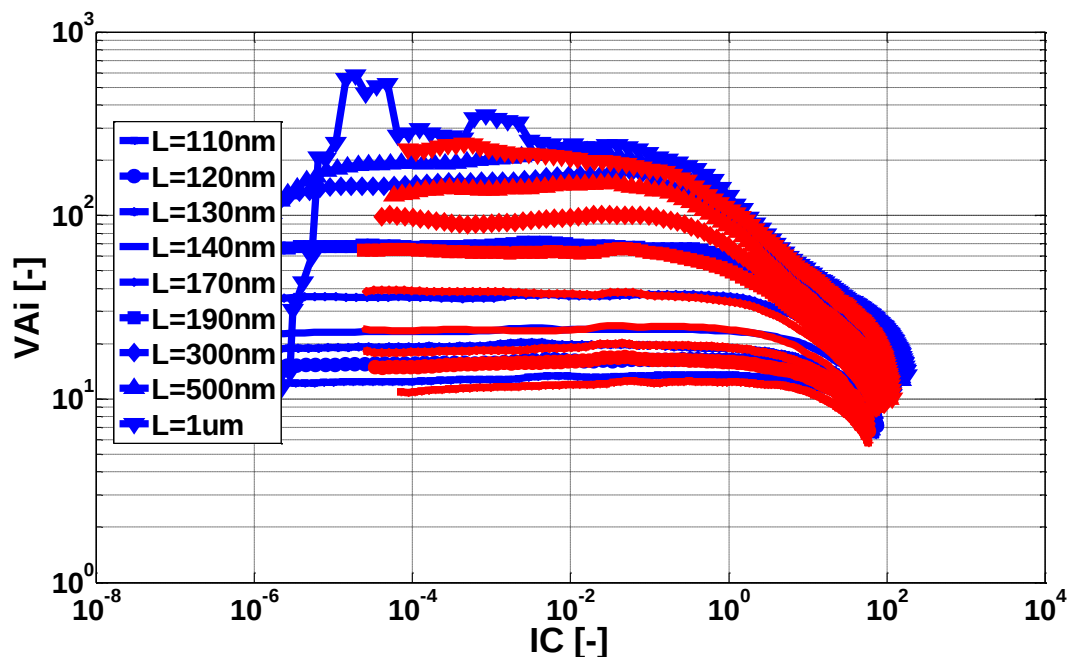
Εικόνα 4.21 Μεταβολή τάσης Early ως προς μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες

4.7 Κέρδος μικρού σήματος

Το κέρδος μικρού σήματος ορίζεται ως ο λόγος:

$$A_{vi} = \frac{gm}{gds} = \frac{id}{gds} = V_A \frac{gm}{id} \quad (4.24)$$

Παρατηρείται ότι το κέρδος είναι απευθείας ανάλογο της τάσης Early. Παρακάτω παρατίθεται η Εικόνα 4.22, που περιλαμβάνει το κέρδος στους 25°C και 125°C. Στην περιοχή του WI παρατηρείται μικρή μεταβολή του κέρδους στα μικρά μήκη καναλιού. Η παραπάνω συμπεριφορά είναι αναμενόμενη καθώς τα gds/id και gm/id για $T=125^\circ\text{C}$, όπως δείχθηκε παραπάνω, είναι ανάλογα με το λόγο της T_{25}/T_{125} . Κάτι που σημαίνει ότι το κέρδος από την παραδοχή αυτή αναμένεται να είναι ανεξάρτητο της θερμοκρασίας στο WI.



Εικόνα 4.22 Κέρδος μικρού σήματος ως προς δείκτη αναστροφής, για διαφορετικά μήκη καναλιού σε NMOS

Κεφάλαιο 5 - Slope Factor

5.1 Ορισμός

Η ποσότητα του συντελεστή υποστρώματος (n) εμφανίζεται να επηρεάζει το ρεύμα που διαρρέει το MOSFET σε όλες τις περιοχές λειτουργίας. Με την χρήση του n προσπαθούμε να προσεγγίσουμε την επίδραση του υποστρώματος στο ηλεκτρικό πεδίο που αναπτύσσεται μεταξύ πύλης και καναλιού[10]. Ο συντελεστής υποστρώματος ορίζεται, σύμφωνα με τις εξισώσεις του EKV3, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$n \equiv \frac{dV_g}{dV_p} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{V_p + \phi}} \quad (5.1)$$

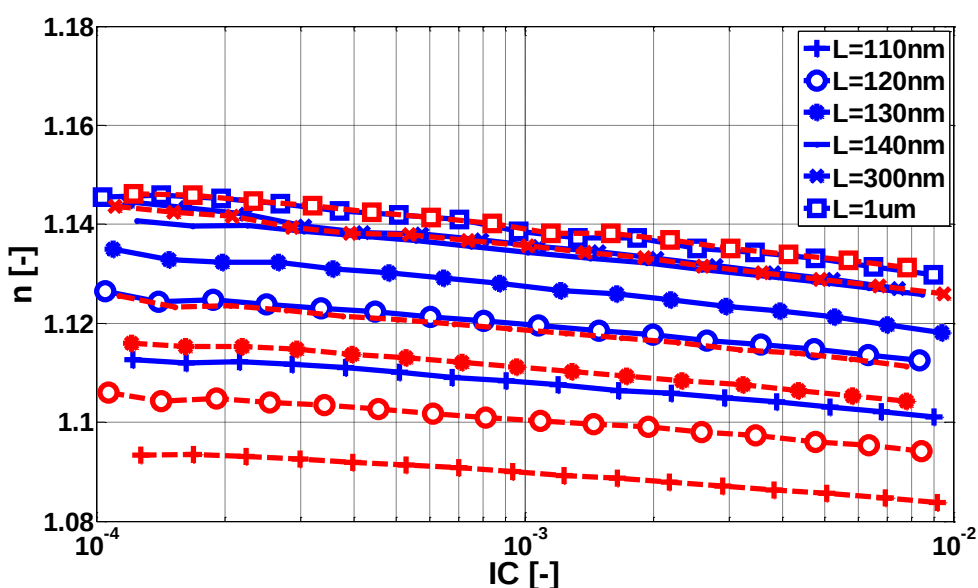
Όπου ϕ είναι το surface potential(V), γ είναι συντελεστής υποστρώματος και ορίζεται ως $\gamma = \sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}} / C'_{ox} (\sqrt{V})$ και το V_p είναι το pinch off voltage(V). Για την περίπτωση όπου το $V_g = V_{th}$ τότε προκύπτει : $n_0 = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi}}$. Το φαινόμενο που επηρεάζει ιδιαίτερα την τιμή του slope factor είναι το charge sharing effect.

Όσο το μήκος καναλιού είναι αρκετά μεγάλο μπορούμε να θεωρήσουμε ότι όλοι οι φορείς κάτω από την πύλη συνεισφέρουν στο ηλεκτρικό πεδίο E_x το οποίο καθορίζει την τάση κατά μήκος του οξειδίου και την τάση κατωφλίου αφού η επίδραση του drain και source είναι μικρή[11]. Όσο το μήκος καναλιού τείνει να έχει συγκρίσιμο μέγεθος με τις διαστάσεις των επαφών του drain και source οι φορείς στα άκρα τους συνεισφέρουν σημαντικά στο σχηματισμό του καναλιού και στην κίνηση των φορέων. Το αποτέλεσμα του όλου μηχανισμού είναι οι φορείς στο κανάλι να εξαρτώνται και από τα τρία δυναμικά (gate, source και drain). Το αποτέλεσμα είναι η μείωση του γ οπότε και η μείωση του body factor. Από τα παραπάνω αναμένεται η μείωση του slope factor για μικρά μήκη καναλιού.

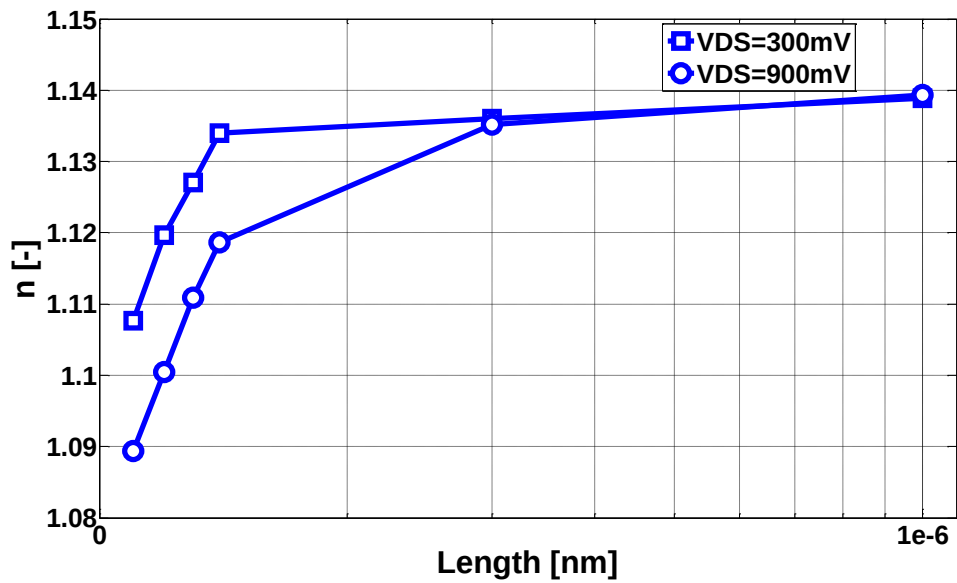
5.2 Εξαγωγή

Η εξαγωγή του συντελεστή υποστρώματος πραγματοποιείται από το κανονικοποιημένο GMB. Από την θεωρία γνωρίζουμε ότι το : $G_{MS} = G_{MG} + G_{MB} + G_{DS}$. Θεωρώντας ότι η κανονικοποιημένη τιμή του G_{DS} δεν συνεισφέρει σημαντικά στην παραπάνω σχέση μπορούμε να πούμε ότι το $G_{MB} = G_{MS} - G_{MG}$. Στο WI έχουμε το $G_{MS} = 1$ και το $G_{MB} = 1/n$. Από την αντικατάσταση προκύπτει ότι : $G_{MB} = 1 - 1/n$. Επιλύοντας ως προς το n προκύπτει ότι $n = 1/(1 - G_{MB})$. Η εξαγωγή του θα πραγματοποιηθεί για $10^{-4} < IC < 10^{-3}$.

Αρχικά εξετάζεται η εξάρτηση του n από το V_{DS} . Στο γράφημα φαίνεται ο slope factor των NMOS ως προς το IC για $V_{DS} = 300\text{mV}$ και για $V_{DS}=900\text{mV}$ (διακεκομμένη). Παρατηρείται η ισχυρή εξάρτηση του n από το μήκος καναλιού. Αυξάνοντας το μήκος καναλιού το charge sharing effect παρουσιάζει πτώση με αποτέλεσμα την αύξηση της τιμής του n . Η μείωση του n ως προς το IC είναι εξαιρετικά μικρή. Το γεγονός αυτό είναι αναμενόμενο καθώς η επίδραση της pinch off τάσης στην μείωση του n είναι πολύ μικρή. Για παράδειγμα, λαμβάνοντας τις μέγιστες και ελάχιστες τιμές του n για $L=1\mu\text{m}$ και $V_{DS}=900\text{mV}$, αφού για τις συγκεκριμένες συνθήκες παρουσιάζεται εντονότερη πτώση του n ως προς το IC, προκύπτει μία απόκλιση ως προς τη μέγιστη περίπου ίση με 1%. Η εξάρτηση του n από το V_{DS} φαίνεται ισχυρή στα short channel transistor ($110\text{nm} \leq L \leq 140\text{nm}$) ενώ για τα long είναι σχεδόν μηδενική. Το γεγονός αυτό οφείλεται επίσης στο charge sharing effect καθώς το φαινόμενο αυτό ενισχύεται περαιτέρω με την αύξηση του πεδίου μεταξύ των source και drain. Λαμβάνοντας τους μέσους όρους των n παρουσιάζεται η επίδραση επίδραση του V_{DS} στο n ως προς L .

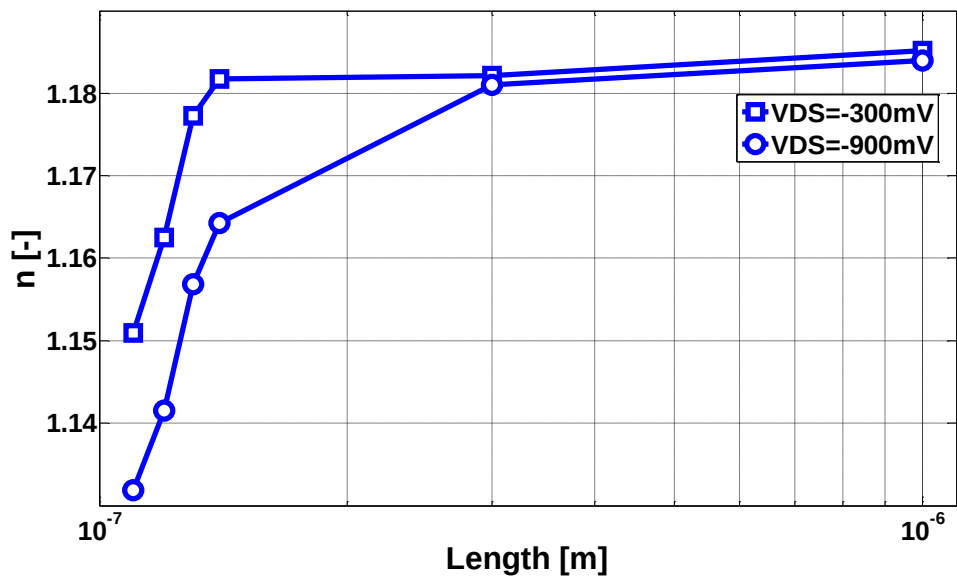


Εικόνα 5.1 Slope factor ως προς δείκτη αναστροφής, για διαφορετικά μήκη καναλιού



Εικόνα 5.2 Slope factor NMOS ως προς μήκος καναλιού, για διαφορετικές πολώσεις

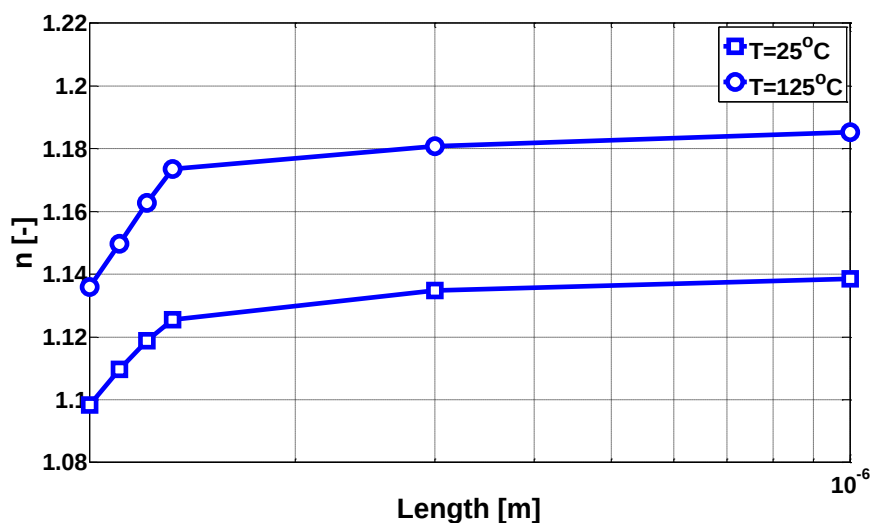
Παρακάτω παρατίθενται οι μέσες τιμές του n για PMOS. Το PMOS παρουσιάζει σαφώς μεγαλύτερες τιμές n όσο αναφορά τις αντίστοιχες του NMOS λόγω υψηλότερου γ .



Εικόνα 5.3 Slope factor PMOS ως προς μήκος καναλιού, για διαφορετικές πολώσεις

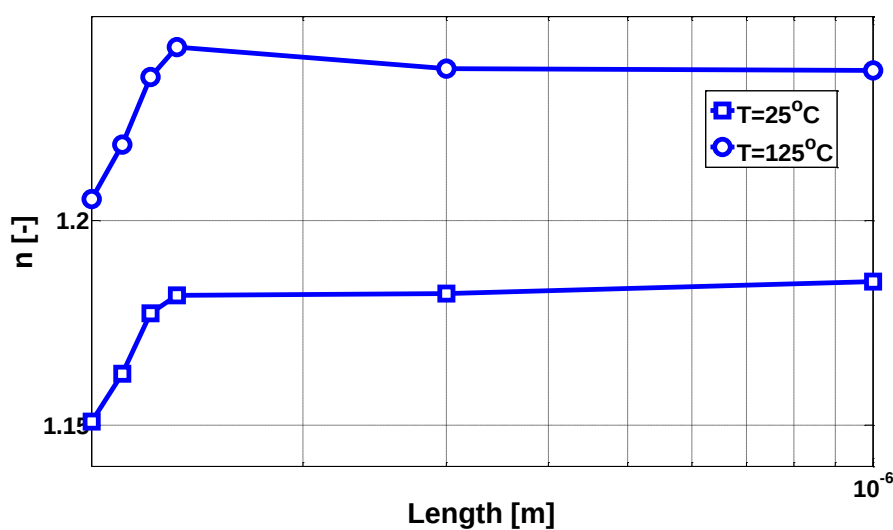
5.3 Μεταβολές συντελεστής κλίσης με την θερμοκρασία

Το n αναμένεται να αυξηθεί ως προς την θερμοκρασία λόγω της αύξησης. Παρακάτω παρατίθενται οι γραφικές του n για NMOS. Η μέση ποσοστιαία αύξηση ανά βαθμό κελσίου για τα NMOS είναι $0,038\%/^{\circ}\text{C}$.



Εικόνα 5.4 Slope factor NMOS ως προς μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες

Εν συνεχεία παρατίθεται το γράφημα που αναπαριστά την μεταβολή του n στα PMOS. Η μέση ποσοστιαία μεταβολή ανά βαθμό κελσίου για τα PMOS είναι $0.045\%/^{\circ}\text{C}$. Η ευαισθησία ως προς την θερμοκρασία παρουσιάζει μικρή εξάρτηση από το V_{ds} .



Εικόνα 5.5 Slope factor PMOS ως προς μήκος καναλιού, για διαφορετικές θερμοκρασίες

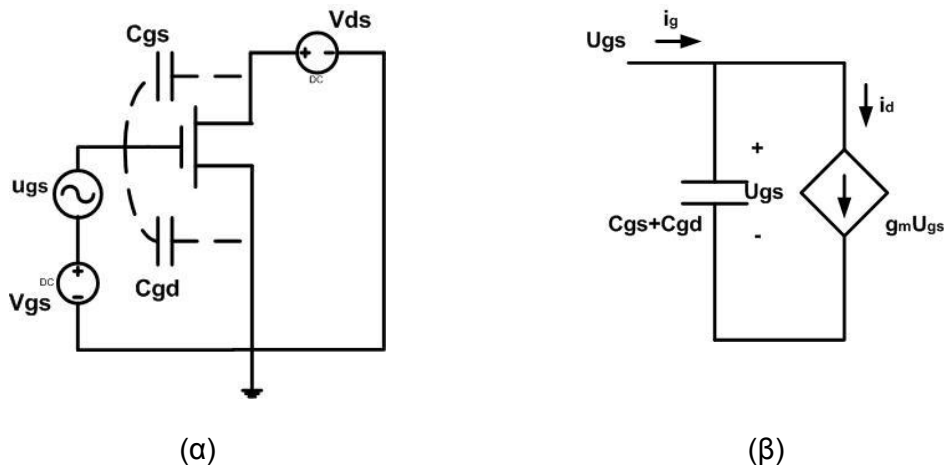
Κεφάλαιο 6 – Συχνότητα Μοναδιαίου Κέρδους

6.1 Ορισμός

Ένας πολύ κοινός τρόπος για τον χαρακτηρισμό της RF απόδοσης ενός τρανζίστορ είναι η συχνότητα μοναδιαίου σήματος[12].

Σε πολύ υψηλές συχνότητες, οι εσωτερικές χωρητικότητες του MOS τρανζίστορ δημιουργούν ένα μονοπάτι από την πύλη (G) προς την πηγή (S), επιτρέποντας στο ρεύμα της πύλης να διέλθει μέσω αυτού. Έτσι, το ρεύμα που περνάει μέσω της πύλης, i_g γίνεται συγκρίσιμο με το ρεύμα του καναλιού, i_d . Η συχνότητα στην οποία τα δύο αυτά ρεύματα γίνονται ίσα, καλείται συχνότητα μοναδιαίου κέρδους (unity gain/transit frequency) [12]. Όπως γίνεται αντιληπτό, για συχνότητες λειτουργίας μεγαλύτερες της f_T , το τρανζίστορ παύει να λειτουργεί ως ενισχυτής.

Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους, υπολογίζεται μέσω του ισοδύναμου κυκλώματος ασθενούς σήματος, ενός MOS τρανζίστορ, το οποίο πολώνεται με DC τάση στην υποδοχή (D) και με DC και AC τάση στην πύλη (Εικόνα 6.1).



Εικόνα 6.1 α) κύκλωμα προσδιορισμού f_T για MOS τρανζίστορ, β) ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος

$$\left. \begin{aligned} u_{gs} &= i_g \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_{gd})} \\ i_d &= g_m u_{gs} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left| \frac{i_d}{i_g} \right| = \frac{g_m}{2\pi f(C_{gs} + C_{gd})} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} f_T &= \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \Leftrightarrow \\ \omega_T &= \frac{g_m}{C_{gs}} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Κατά την σχεδίαση RF κυκλωμάτων, η χρήση όσο το δυνατόν μεγαλύτερης συχνότητας μοναδιαίου κέρδους κρίνεται αναγκαία [13]. Ως εκ τούτου, το ελάχιστο μήκος καναλιού πρέπει να χρησιμοποιηθεί, για την επίτευξη υψηλών δεικτών απόδοσης, λόγω του ότι η f_T είναι αντιστρόφως ανάλογη του μήκους καναλιού [13]:

$$f_T \propto \frac{V_{DS,sat}}{L} \quad (6.3)$$

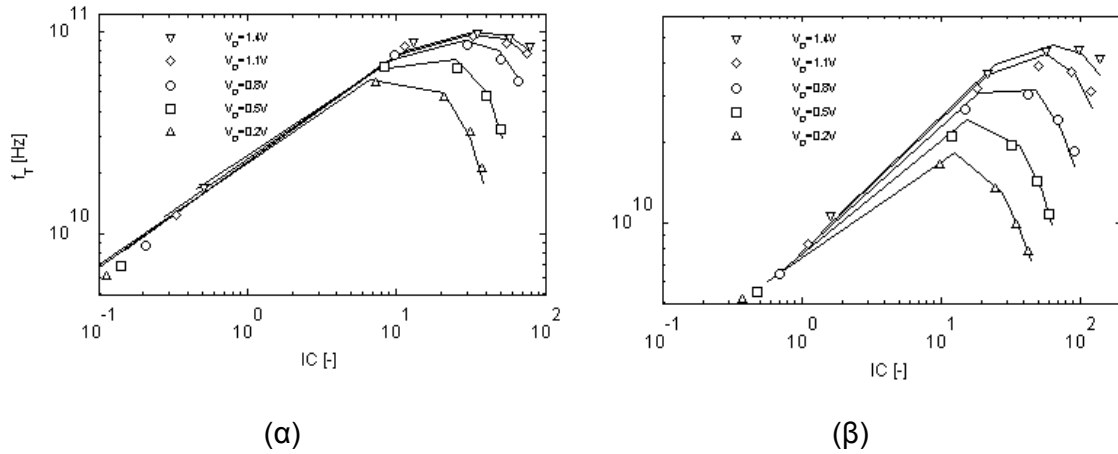
Ένα παράδειγμα της χρησιμότητας της f_T στην σχεδίαση RF κυκλωμάτων είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier). Από την θεωρία των δίθυρων δικτύων, μπορεί να αποδειχθεί [13] ότι η ελάχιστη εικόνα θορύβου για έναν LNA, με προσαρμοσμένη είσοδο, υπό συγκεκριμένη κατανάλωση ισχύος, δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$F_{min} = 1 + 2.3\left(\frac{\omega}{\omega_T}\right) \quad (6.4)$$

Συμπερασματικά, για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες, απαιτείται όσο το δυνατόν υψηλότερη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους για την επίτευξη όσο το δυνατόν μικρότερης εικόνας θορύβου.

6.2 Ανάλυση

Παρατίθενται οι γραφικές (από τα [14], [15] και [16]) που μετρήθηκε η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους για $L=110$ nm σε NMOS και PMOS. Παρατηρείται η αυξητική τάση της f_t για WI και για κάποιο κομμάτι του MI. Εν συνεχεία για $IC>1$ η κλίση του f_t μειώνεται αισθητά και τέλος μειώνεται αισθητά η τιμή της. Η συμπεριφορά της δικαιολογείται αν παρατηρηθεί ο τύπος που εξάγεται. Θεωρώντας ότι η χωρητικότητα παραμένει σταθερή, η συμπεριφορά του gm καθορίζεται από το g_m . Το g_m αυξάνεται όσο βρίσκεται στο WI και εν συνεχεία στο MI η κλίση του μειώνεται ιδιαίτερα με αποτέλεσμα να είναι σταθερό για SI. Ανάλογα με την τιμή του V_{DS} το g_m όσο αυξάνεται ο δείκτης αναστροφής μειώνεται καθώς δεν βρίσκεται πλέον στο κορεσμό (το $V_{DS}<V_{DSat}$). Ένας ακόμα παράγοντας που επηρεάζει την απόδοση του g_m είναι το velocity saturation.

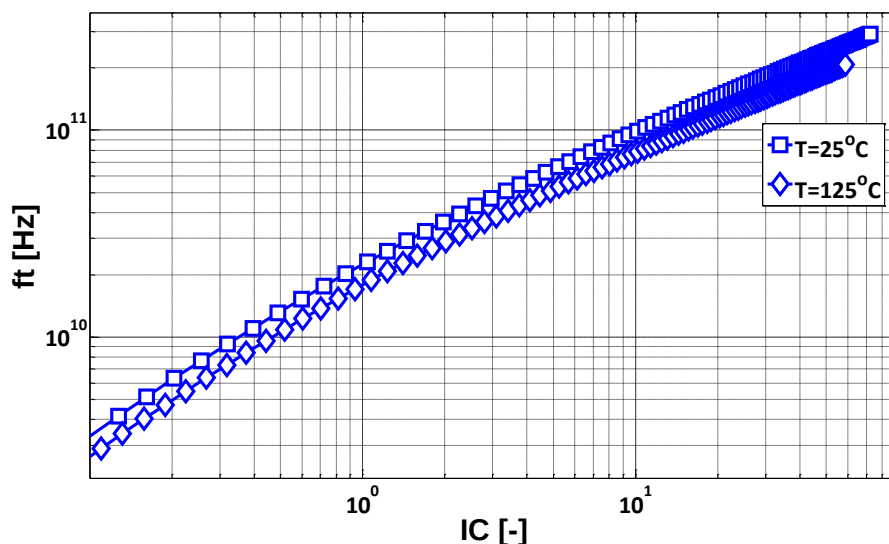


Εικόνα 6.2 f_t για NMOS, PMOS ως προς δείκτη αναστροφής

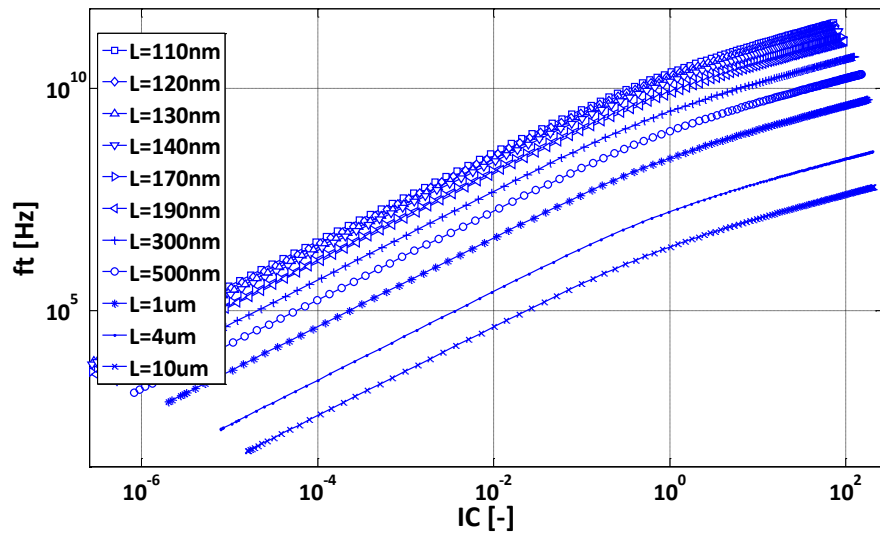
Μία θεωρητική προσέγγιση του f_t μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας τον τύπο :

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{\mu U_T}{2\pi L_{eff}^2} (\sqrt{1 + 4IC} - 1) \quad (6.5)$$

Ο παραπάνω τύπος θα χρησιμοποιηθεί για την προσέγγιση της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους αγνοώντας CLM και velocity saturation. Στην συνέχεια φαίνεται το f_t όπως υπολογίζεται για NMOS στους 25°C και 125°C για $L=110\text{nm}$. Η επιλογή του μικρότερου μήκους καναλιού οφείλεται στο γεγονός ότι για μικρότερο L το transistor έχει υψηλότερο f_t (εικόνα 6.4). Παρατηρείται η μείωση της τιμής της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους. Για $IC=1$ η μείωση αυτή φτάνει στο 20% .



Εικόνα 6.3 f_t για NMOS, ως προς δείκτη αναστροφής, για διαφορετικές θερμοκρασίες



Εικόνα 6.4 f_t για NMOS, ως προς δείκτη αναστροφής, για διαφορετικά μήκη καναλιού

Κεφάλαιο 7 – Συμπεράσματα, Μελλοντική Εργασία

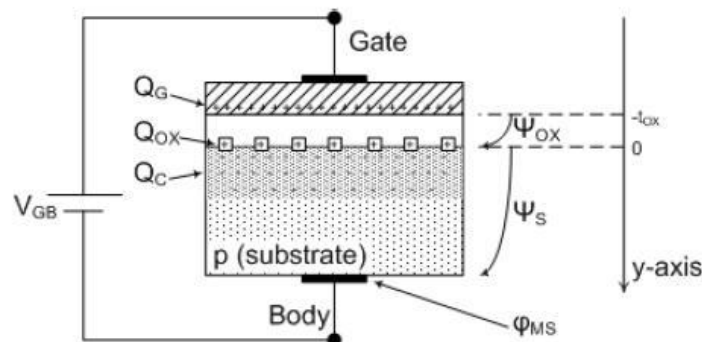
Από την παραπάνω εργασία προκύπτουν αρκετά χρήσιμα αποτελέσματα όσο αναφορά την συνολική απόδοση του transistor και διαδικασία χαρακτηρισμού. Αποτυπώθηκε η συμπεριφορά των κανονικοποιημένων διαγωγιμοτήτων σε μεγάλες θερμοκρασίες . Η διαγωγιμότητα με την πλέον έντονη μεταβολή ως προς την θερμοκρασία είναι η GMB. Αποδείχθηκε ότι το GDS παραμένει σταθερό για WI ανεξαρτήτως αύξησης της θερμοκρασίας. Το γεγονός αυτό σημαίνει ότι πιθανότατα επίδραση του DIBL effect όσο αναφορά τον κορεσμό παραμένει σταθερή ανεξαρτήτως θερμοκρασία. Η παραπάνω διαπίστωση πραγματοποιείται με την εξαγωγή ενός αναλυτικού μοντέλου του GDS το οποίο ισχύει για όλες τις περιοχές λειτουργίας του transistor. Επισημάνθηκε η μείωση της τάσης κατωφλίου και της ευκινησίας όσο αναφορά την θερμοκρασία. Η μεταβολή αυτή σπάνια καταγράφεται στην βιβλιογραφία και αν καταγράφεται προσεγγίζεται με διάφορα μοντέλα χωρίς να υπάρχουν επαρκή μετρήσεις για την τεκμηρίωση της. Όσο αναφορά τις μετρήσεις διαπιστώθηκε ότι για την εξαγωγή του GDS οι dc μετρήσεις δεν επαρκούν καθώς για μεγάλα μήκη καναλιού οι τιμές είναι τόσο μικρές που εμπίπτουν στα περιθώρια σφάλματος των analyzer. Ίσως καλύτερη προσέγγιση θα μπορούσε να γίνει μέσω small signal setup.

Όσο αναφορά την μελλοντική εργασία θα πρέπει να γίνει η περαιτέρω εκμετάλλευση του εξοπλισμού του εργαστηρίου ηλεκτρονικής για την μελέτη της συμπεριφοράς των transistor όσο αναφορά την θερμοκρασία. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν οι RF μετρήσεις που θα μπορούσαν να πραγματοποιηθούν για την εξαγωγή θορύβου και διαγωγιμοτήτων συναρτήσει της θερμοκρασίας σε υψηλές συχνότητες. Η περαιτέρω ανάπτυξη του μοντέλου του GDS για MI και SI θα μπορούσε να αποτελεί ένα πρώτης τάξης αλλά και αξιόπιστο εργαλείο για τον σχεδιαστή αναλογικών κυκλωμάτων. Τέλος θα άξιζε να σημειωθεί ότι η παραπάνω διαδικασία θα μπορούσε να είναι εφαλτήριο για περαιτέρω διερεύνηση ενός χώρου όπου η βιβλιογραφία δεν καλύπτει επαρκώς.

Παράρτημα Α - Θεωρία φορτίων

Θεωρία φορτίων ως προς το κάθετο άξονα

Αρχικά πρέπει να σημειωθεί ότι το παρακάτω υλικό αντλήθηκε από την [17]. Στην Εικόνα Α.1 φαίνεται μία εγκάρσια τομή ενός mosfet όπου εφαρμόζεται μία τάση V_{GB} μεταξύ του Gate και του Bulk. Παρατηρείται και η κατανομή φορτίου ως προς τον y άξονα. Το Q_{ox} αναπαριστά φορτία που παγιδεύονται κατά την διαδικασία ανάπτυξης των διατάξεων και δεν παίζουν σημαντικό ρόλο στην παρούσα ανάλυση. Εν αντιθέσει, τα φορτία Q_B και Q_C παίζουν ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο καθώς συνδέονται με την τάση V_{GB} . Το Ψ_{ox} είναι το δυναμικό που παρουσιάζεται μεταξύ πύλης και καναλιού. Το Ψ_s είναι το δυναμικό που εμφανίζεται μεταξύ καναλιού και υποστρώματος. Το ϕ_{MS} (work function) αναφέρεται στην πτώση τάσης που δημιουργείται όταν προκύπτει επαφή μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος. Η τιμή αυτή σχετίζεται με τις επιτρεπτές ενεργειακές στάθμες μεταξύ των υλικών. Η τιμή του ϕ_{MS} παραμένει σταθερή σε σχέση με την μεταβολή του V_{GB} και είναι ,τυπικά, ίση με -1V για τα NMOS και 1V για τα PMOS.



Εικόνα Α.1 Εγκάρσια τομή MOSFET

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff προκύπτει ότι :

$$V_{GB} = \Psi_{ox} + \Psi_s + \Phi_{MS} \quad (A.1)$$

Εφαρμόζοντας την αρχή διατήρησης του φορτίου προκύπτει :

$$Q_G + Q_{ox} + Q_C = 0 \quad (A.2)$$

Θεωρώντας ότι υπάρχει ομοιόμορφη κατανομή ως προς το κάθετο επίπεδο προκύπτει ότι η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφτεί και ως προς την κατανομή φορτίου προς την επιφάνεια (C/cm^2). Οπότε προκύπτει :

$$Q'_G + Q'_{ox} + Q'_C = 0 \quad (A.3)$$

Το Ψ_{ox} μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει του Q_{ox} :

$$\Psi_{ox} = \frac{Q'_{ox}}{C'_{ox}} \quad (A.4)$$

Όπου το C_{ox} είναι η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφανείας του μονωτή και ορίζεται

$$\text{από τον τύπο } C'_{ox} = \frac{t_{ox}}{e_{ox}}$$

Ως flat band voltage (V_{FB}) ορίζεται η τάση V_{GB} η οποία όταν εφαρμόζεται στην διάταξη , το φορτίο στο υποστρώμα αλληλοεξουδετερώνεται. Οπότε και ισχύει $Q'_g = -Q'_{ox}$ & $Q'_c = 0$. Από τα παραπάνω προκύπτει ότι το $\Psi_s = 0$. Οπότε από τις άνωθεν εξισώσεις η VFB ορίζεται ως:

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q'_g}{C'_{ox}} \quad (A.5)$$

Οπότε η V_{GB} γίνεται:

$$\begin{aligned} V_{GB} &= \Psi_{ox} + \Psi_s + \Phi_{MS} = \Psi_{ox} + \Psi_s + V_{FB} + \frac{Q'_g}{C'_{ox}} \Leftrightarrow \\ &\quad \Phi_{MS} = V_{FB} + \frac{Q'_g}{C'_{ox}} \quad (A.5) \\ \Leftrightarrow V_{GB} &= \Psi_s + V_{FB} + \frac{Q'_g + Q'_{ox}}{C'_{ox}} \Leftrightarrow V_{GB} = \Psi_s + V_{FB} - \frac{Q'_c}{C'_{ox}} \end{aligned} \quad (A.6)$$

Το Q'_c μπορεί να υπολογισθεί σύμφωνα με [Maz;igo] από τον παρακάτω τύπο :

$$Q'_c = \mp \gamma C'_{ox} \sqrt{U_T} \sqrt{e^{\frac{-\Psi_s}{U_T}} + \frac{\Psi_s}{U_T} - 1 + e^{\frac{-\Phi_F}{U_T}} \left(e^{\frac{-\Psi_s}{U_T}} - \frac{\Psi_s}{U_T} - 1 \right)} \quad (A.7)$$

Στον παραπάνω τύπο για να ισχύει το αρνητικό πρόσημο στο Q_c πρέπει να είναι θετικό το πρόσημο για το Ψ_s . Αντίστοιχα ισχύει ότι για θετικό Q_c το πρόσημο του Ψ_s πρέπει να είναι αρνητικό. Το γ της ονομάζεται body effect factor και ορίζεται ως:

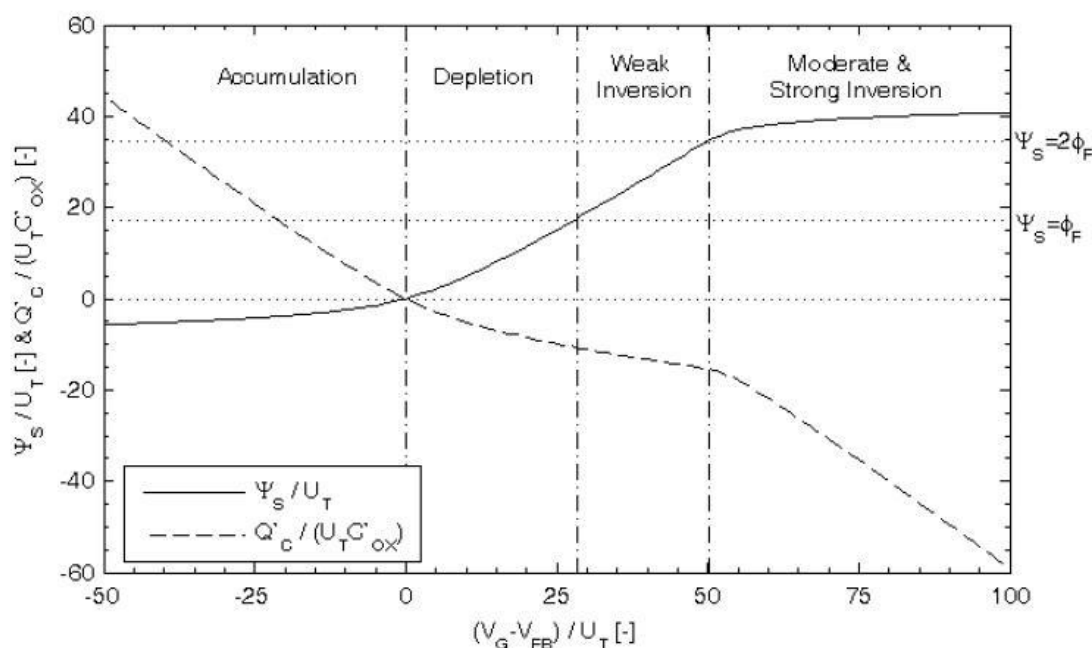
$$\gamma = \frac{\sqrt{2q e_{si} N_A}}{C'_{ox}} \quad (A.8)$$

Όπου q είναι το φορτίο του φορέα και e_{si} είναι η επιτρεπτότητα του αγωγού του υποστρώματος. Το ϕ_F είναι η τάση Fermi η οποία ορίζεται ως:

$$\phi_F = U_T \ln \frac{N_A}{n_i} \quad (A.9)$$

Το U_T είναι το θερμικό δυναμικό και ορίζεται από την σχέση $U_T = \frac{kq}{T}$, σε θερμοκρασία δωματίου η τιμή του είναι περίπου 25mV, όπου k είναι η σταθερά Boltzmann και T η θερμοκρασία σε Kelvin. Το θερμικό δυναμικό είναι συντελεστής κανονικοποίησης των τάσεων.

Στην γραφική που ακολουθεί φαίνεται η κανονικοποιημένη τιμή της τάσης επιφανείας σε αντιπαράθεση με το κανονικοποιημένο φορτίο καναλιού ως προς την κανονικοποιημένη διαφορά της τάσης στο gate ως προς την flat band voltage.



Εικόνα Α.2 Κανονικοποιημένη τιμή τάσης δυναμικού επιφανείας ως προς το κανονικοποιημένο φορτίο καναλιού, συναρτήσει της διαφοράς της τάσης στο G ως προς την flat band τάση

Όταν το Q_c είναι θετικό πραγματοποιείται πρόσθεση φορέων στους ήδη υπάρχοντες φορείς του καναλιού (αν είναι τύπου p τότε έχουμε αύξηση των οπών). Η περιοχή αυτή ονομάζεται accumulation. Αν αλλάξει πρόσημο του Q_s και η συγκέντρωση των φορέων αγωγής αρχίσουν να αναπτύσσονται στο κανάλι τότε παρατηρείται το παρακάτω φαινόμενο. Όσο ο αριθμός των ηλεκτρονίων σε σχέση με τις οπές (για τα nMOS) παραμένει μικρός (αριθμός φορέων $<N_A$ και φορέων $<N_i$) τότε το transistor παραμένει στην περιοχή του depletion. Αν αυξηθεί πάνω από την συγκέντρωση των φορέων του ημιαγωγού (N_i) αλλά παραμένει μικρότερη από την συγκέντρωση των φορέων νόθευσης (N_A) τότε το transistor βρίσκεται στην ασθενή αναστροφή (weak inversion). Όταν οι φορείς ξεπεράσουν σε συγκέντρωση τους φορείς νόθευσης τότε το transistor βρίσκεται σε μέτρια και μετέπειτα σε ισχυρή

αναστροφή. Το όριο μεταξύ του depletion και του inversion δίνεται από την συνθήκη $\Phi_S > \Phi_F$. Η περιοχή του weak inversion οριοθετείται από την σχέση $\Phi_F \leq \Phi_S < 2\Phi_F$. Τα παραπάνω προκύπτουν από την σχέση που υπολογίζει τους φορείς μειονότητας:

$$n_{\text{surface}} = n_i e^{\frac{(\Psi_S - \Phi_F)}{U_T}} \approx N_A e^{\frac{(\Psi_S - 2\Phi_F)}{U_T}} \quad (\text{A.11})$$

Έως εδώ η ανάλυση πραγματοποιήθηκε αγνοώντας την τάση που εφαρμόζεται στους ακροδέκτες Source και drain. Εάν συμπεριληφθούν και τα παραπάνω, τότε σύμφωνα με [μπαζίγο], ο τύπος που υπολογίζει το Q_C γίνεται:

$$Q_C' = \mp \gamma C_{\text{ox}}' \sqrt{U_T} \sqrt{e^{\frac{-\Psi_S}{U_T}} + \frac{\Psi_S}{U_T} - 1 + e^{\frac{-2\Phi_F}{U_T}} \left(e^{\frac{\Psi_S - V_{\text{ch}}}{U_T}} - \frac{\Psi_S}{U_T} - e^{\frac{-V_{\text{ch}}}{U_T}} \right)} \quad (\text{A.12})$$

Η σχέση που υπάρχει μεταξύ φορέων μειονότητας και τάσης V_{ch} :

$$n_{\text{surface}} = n_i e^{\frac{(\Psi_S - (\Phi_F + V_{\text{ch}}))}{U_T}} \approx N_A e^{\frac{(\Psi_S - (2\Phi_F + V_{\text{ch}}))}{U_T}} \quad (\text{A.13})$$

Οπότε και η διάκριση των mode λειτουργίας γίνεται όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\Psi_S < 0 \Rightarrow \text{Accumulation}$$

$$0 < \Psi_S < \Phi_F + V_{\text{ch}} \Rightarrow \text{Depletion}$$

$$\Phi_F + V_{\text{ch}} \leq \Psi_S < 2\Phi_F + V_{\text{ch}} \Rightarrow \text{Weak Inversion}$$

$$2\Phi_F + V_{\text{ch}} \leq \Psi_S \Rightarrow \text{Moderate Inversion or Weak Inversion}$$

Ανάλυση φορτίων στην αναστροφή

Μεγαλύτερη σημασία από τις διάφορες περιοχές του MOSFET έχει η αναστροφή, καθώς τότε εμφανίζεται το κανάλι που επιτρέπει την ηλεκτρική επικοινωνία μεταξύ των ακραίων ακροδεκτών του. Στην περίπτωση που το V_{GB} είναι τόσο μεγάλο ώστε να ισχύει το $\Psi_S \geq \Phi_F$ τότε το φορτίο στον ημιαγωγό μπορεί να θεωρηθεί σαν άθροισμα 2 φορτίων. Το ένα μέρος εμπεριέχει τους φορείς που σχετίζονται με την εξάντληση (depletion) του ημιαγωγού (Q_B') και το άλλο με τους φορείς αναστροφής (Q_I').

$$Q_C' = Q_B' + Q_I' \quad (\text{A.14})$$

Η προσέγγιση του φορτίου εξάντλησης Q_B με τον τύπο A.14 επιτρέπει την σύνδεση του με την τάση επιφανείας Ψ_S :

$$Q_B' = -\sqrt{2qe_{si}N_A} = -\gamma C_{ox}' \sqrt{\Psi_S} \quad (A.16)$$

Στην περιοχή αναστροφής ($\Psi_S > \Phi_F + V_{ch}$), κάποιιοι όροι θεωρούνται αμελητέοι οπότε και προκύπτει :

$$\begin{aligned} Q_C' &= -\gamma C_{ox}' \sqrt{U_T} \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + e^{\frac{-2\Phi_F}{U_T}} \left(e^{\frac{\Psi_S - V_{ch}}{U_T}} \right)} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow Q_C' &= -\gamma C_{ox}' \sqrt{U_T} \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + e^{\frac{\Psi_S - V_{ch} - 2\Phi_F}{U_T}}} \end{aligned} \quad (A.17)$$

Οπότε:

$$\begin{aligned} Q_C' &= Q_I' + Q_B' \Leftrightarrow Q_I' = Q_C' - Q_B' \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow Q_I' &= -\gamma C_{ox}' \sqrt{U_T} \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + e^{\frac{\Psi_S - V_{ch} - 2\Phi_F}{U_T}}} + \gamma C_{ox}' \sqrt{\Psi_S} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow Q_I' &= -\gamma C_{ox}' \sqrt{U_T} \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + e^{\frac{\Psi_S - V_{ch} - 2\Phi_F}{U_T}}} + \gamma C_{ox}' \sqrt{U_T} \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T}} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow Q_I' &= -\gamma C_{ox}' \sqrt{U_T} \left(\sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + e^{\frac{\Psi_S - V_{ch} - 2\Phi_F}{U_T}}} - \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T}} \right) \end{aligned} \quad (A.18)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις συμπεραίνεται ότι το φορτίο Q_B' σε όλο το εύρος της αναστροφής είναι ανάλογο του τετραγώνου του surface potential Ψ_S και είναι ανεξάρτητο του V_{ch} . Το Q_I' , στην ασθενή αναστροφή, δηλαδή για $\Psi_S < V_{ch} + 2\Phi_F$ ($\Psi_S - V_{ch} - 2\Phi_F < 0$), έχει πολύ μικρή τιμή και μικρή εξάρτηση στις αλλαγές του V_{ch} ενώ στην ισχυρή αναστροφή παρουσιάζει σχεδόν εκθετική σχέση με το δυναμικό επιφανείας. Όσο αναφορά το Q_C' παρατηρείται ισχυρή εξάρτηση του από το φορτίο απογύμνωσης και από το φορτίο αναστροφής στην περιοχή της ασθενούς και ισχυρής αναστροφής αντίστοιχα.

Η διαφορά τάσης πύλης από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται:

$$\begin{aligned} V_{GB} &= \Psi_S + V_{FB} - \frac{Q_C'}{C_{ox}'} = \Psi_S + V_{FB} - \frac{Q_B' + Q_I'}{C_{ox}'} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow Q_B' &= -\gamma C_{ox}' \sqrt{\Psi_S} \quad V_{GB} = \Psi_S + V_{FB} + \gamma \sqrt{\Psi_S} - \frac{Q_I'}{C_{ox}'} \end{aligned} \quad (A.19)$$

Η σχέση αυτή θα χρησιμοποιηθεί παρακάτω για την εξαγωγή του pinch off voltage, threshold voltage και slope factor.

Ανάλυση φορτίων στην αναστροφή

Η τάση κατωφλίου V_{TB} ορίζεται ως η τάση V_{GB} στην οποία το φορτίο αναστροφής είναι μηδενικό οπότε προκύπτει:

$$V_{TB} = \Psi_s + V_{FB} + \gamma\sqrt{\Psi_s} \quad (A.20)$$

Η κλίση της τάσης κατωφλίου ως προς το σώμα είναι μία μη γραμμική σχέση ως προς το δυναμικό επιφανείας και υπολογίζεται:

$$\frac{\partial V_{TB}}{\partial \Psi_s} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\Psi_s}} \quad (A.21)$$

Η παραπάνω ποσότητα ονομάζεται **slope factor (n)**. Στην περιοχή αναστροφής το Ψ_s θεωρείται ότι έχει τιμή πολύ μεγαλύτερη του ϕ_F . Συνυπολογίζοντας στην παραπάνω παραδοχή τις τυπικές τιμές του γ προκύπτει ότι το n θα παίρνει τιμές μεταξύ 1 και 1.5. Η επίδραση του δυναμικού επιφανείας είναι μικρή καθώς ο εκθέτης του είναι το -0.5. Ο συντελεστής κλίσης ορίζεται επίσης από την σχέση:

$$n = \frac{1}{C'_{ox}} \frac{\partial Q'_l}{\partial \Psi_s} \quad (A.22)$$

Συμπληρωματικά ορίζεται και το **pinch – off δυναμικό** το οποίο ορίζεται ως το δυναμικό επιφανείας όπου το συνολικό φορτίο αναστροφής είναι μηδέν. Για την εύρεση του χρησιμοποιείται η παραπάνω εξίσωση αντικαθιστώντας το Ψ_s με Ψ_p και μηδενίζοντας το Q_l προκύπτει:

$$\Psi_p = V_{GB} - V_{FB} - \gamma^2 \left(\sqrt{\frac{V_{GB} - V_{FB}}{\gamma^2} + \frac{1}{4}} - \frac{1}{2} \right) \quad (A.23)$$

Από τον ορισμό του n και θεωρώντας ότι 1 σημείο υπολογισμού είναι το $Q_l(\Psi_p)=0$ μπορεί να προκύψει:

$$\begin{aligned} n &= \frac{1}{C'_{ox}} \frac{\partial Q'_l}{\partial \Psi_s} = \frac{1}{C'_{ox}} \frac{Q'_l(\Psi_s) - Q'_l(\Psi_p)}{\Psi_s - \Psi_p} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow n &= \frac{1}{C'_{ox}} \frac{Q'_l(\Psi_s) - 0}{\Psi_s - \Psi_p} \Leftrightarrow Q'_l(\Psi_s) = nC'_{ox} (\Psi_s - \Psi_p) \quad (A.24) \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας το Ψ_s με $\Psi_s = \frac{Q'_l}{nC'_{ox}} + \Psi_p$ στην σχέση και λύνοντας ως προς

$$\frac{\Psi_p - V_{ch} - 2\Phi_F}{U_T} \text{ προκύπτει:}$$

$$\frac{\psi_p - v_{ch} - 2\phi_F}{U_T} = -\frac{Q_l'}{nC'_{ox}U_T} + \ln\left(\frac{-Q_l'}{nC'_{ox}\sqrt{U_T}}\left(\frac{-Q_l'}{nC'_{ox}\sqrt{U_T}} + 2\sqrt{\frac{Q_l'}{nC'_{ox}U_T} + \frac{\psi_p}{U_T}}\right)\right) \quad (A.26)$$

Στο σημείο αυτό εισάγεται άλλος ένας παράγοντας κανονικοποίησης φορτίων ανά μονάδα επιφανείας, το Q'_{SPEC} το οποίο είναι ίσο με:

$$Q'_{SPEC} = -2nC'_{ox}U_T$$

Οπότε έχουμε:

$$\psi_p - v_{ch} - 2\phi_F = 2q_l + \ln q_l + \ln\left(\frac{2n}{\gamma'}(q_l \frac{2n}{\gamma'} + 2\sqrt{\psi_p - 2q_l})\right) (= vsh) \quad (A.27)$$

Όπου ισχύει:

$$\psi_p = \frac{\psi_p}{U_T}, \phi_F = \frac{\phi_F}{U_T}, v_{ch} = \frac{v_{ch}}{U_T}, \gamma' = \frac{\gamma}{\sqrt{U_T}}, q_l = \frac{Q_l}{Q'_{SPEC}} \quad (A.28)$$

Ο όρος vsh ονομάζεται κανονικοποιημένη τάση μετατόπισης και οι τιμές του κυμαίνονται από 1 έως 4. Κανονικοποιώντας την εξίσωση A.22 προκύπτει:

$$Q_l'(\psi_s) = nC'_{ox}(\psi_s - \psi_p) \Leftrightarrow \frac{Q_l'(\psi_s)}{Q'_{spec}} = \frac{nC'_{ox}}{Q'_{spec}}(\psi_s - \psi_p) \Leftrightarrow$$

$$q_l = \frac{nC'_{ox}}{-2nC'_{ox}U_T}(\psi_s - \psi_p) \Leftrightarrow -2q_l = \frac{(\psi_s - \psi_p)}{U_T} \Leftrightarrow \psi_s = \psi_p - 2q_l \quad (A.29)$$

Από την παραπάνω σχέση μπορεί να ειπωθεί ότι από την στιγμή που βρισκόμαστε σε αναστροφή, το ψ_s είναι πολύ μεγαλύτερο του μηδενός οπότε και το ψ_p είναι μεγαλύτερο του $2q_l$. Από τα παραπάνω προκύπτει:

$$\psi_p - v_{ch} - 2\phi_F = 2q_l + \ln q_l + \ln\left(\frac{4n}{\gamma'}\sqrt{\psi_p}\right) \quad (A.30)$$

Ο όρος $\ln\left(\frac{4n}{\gamma'}\sqrt{\psi_p}\right)$ δεν επηρεάζει σημαντικά την παραπάνω εξίσωση καθώς το ψ_p

είναι αρκετά μεγάλο. Εισάγοντας άλλη μία παράμετρό την $\psi_0 = 2\phi_F + \ln\left(\frac{4n}{\gamma'}\sqrt{\psi_p}\right)U_T$

(V) και την κανονικοποιημένη της μορφή $\psi_0 = 2\phi_F + \ln\left(\frac{4n}{\gamma'}\sqrt{\psi_p}\right)$. Οι τιμές $2\phi_F$ στις

σύγχρονες τεχνολογίες τείνουν να γίνουν ίσες με 1V γεγονός το οποίο σημαίνει ότι αφού η τάση μετατόπισης θα κινείται στην περιοχή μεταξύ 25.9mV έως 100mV

περίπου σε θερμοκρασία δωματίου(αφού όπως έχει αναφερθεί οι τιμές της κυμαίνονται μεταξύ $1U_T$ έως $4 U_T$).Από εδώ συμπεραίνεται ότι σε θερμοκρασία δωματίου η τάση μετατόπισης δεν παίζει σημαντικό ρόλο στην διαμόρφωση του ψ_0 και κατά συνέπεια του pinch off voltage όπως θα φανεί και παρακάτω. Το δυναμικό ψ_0 απλοποιεί περαιτέρω την παρακάτω σχέση:

$$\psi_p - v_{ch} - \psi_0 = 2q_i + \ln q_i \quad (A.31)$$

Όπου στο S.I. η σχέση A.29 γίνεται: $\psi_p - v_{ch} - \psi_0 \approx 2q_i$ και στο W.I. :

$$\psi_p - v_{ch} - \psi_0 \approx \ln(q_i) \quad (A.32) .$$

Η τάση μηδενικού φορτίου (pinch off voltage V_p και κανονικοποιημένη v_p) ορίζεται ως η τάση καναλιού όπου κατά την εφαρμογή της το κανάλι μόλις που αρχίζει και δημιουργείται δηλαδή $V_p = V_{ch}$ και είναι ίση με : $\frac{V_p}{U_T} = \psi_p - \psi_0$. Συμπληρωματικά η V_p μπορεί να ορισθεί ως η τάση όπου το αναστρέφον φορτίο q_i ικανοποιεί την σχέση : $2q_i + \ln q_i = 0 \Leftrightarrow q_i \approx 0.4263$

Σύμφωνα με τα παραπάνω καταλήγουμε στην ιδιαίτερα σημαντική σχέση:

$$v_p - v_{ch} = 2q_i + \ln q_i \quad (A.33)$$

Ρεύμα καναλιού στην περιοχή αναστροφής

Το ρεύμα καναλιού μπορεί να γραφτεί όπως φαίνεται στην σχέση παρακάτω.

$$I_{ds} = \frac{\mu W_{eff}}{L_{eff}} \left(\int_{Q_i'(0)}^{Q_i'(Leff)} -\frac{Q_i'}{nC'_{ox}} dQ_i' + U_T \int_{Q_i'(0)}^{Q_i'(Leff)} dQ_i' \right) \Leftrightarrow$$

$$I_{ds} = \frac{\mu W_{eff}}{L_{eff}} \left(\frac{Q_i'(0)^2 - Q_i'(Leff)^2}{2nC'_{ox}} + U_T (Q_i'(0) - Q_i'(Leff)) \right) \quad (A.34)$$

Όπου το μ είναι η κινητικότητα των φορέων , W_{eff} είναι το ενεργό πλάτος καναλιού και L_{eff} είναι το ενεργό μήκος καναλιού. Στην πράξη το ενεργό μήκος καναλιού είναι μικρότερο από το ονομαστικό μήκος καναλιού όπως και το πλάτος. Λόγω του γεγονότος ότι το πλάτος κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων επιλέγεται να είναι αρκετά μεγάλο ($>1\mu m$) η διαφορά του ονομαστικού με το ενεργό πλάτος είναι πολύ μικρή και μπορεί να αγνοηθεί από τον σχεδιαστή (συνήθως το scaling του ΔW

θεωρείται σταθερή τιμή και είναι ίση με κάποια nm). Το $\Delta L (=L_{nom} - L_{eff})$ του καναλιού επίσης είναι κάποια nm. Η διαφορά με το πλάτος είναι ότι επειδή κατά την σχεδίαση χρησιμοποιούνται devices με όσο το δυνατόν μικρότερο L, η διαφορά του L_{nom} με το L_{eff} επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του transistor. Ο πρώτος όρος στην παρένθεση αναφέρεται στην βιβλιογραφία ως drift current και ο δεύτερος ως diffusion current. Ως σημείο 0 θεωρούμε την θέση του source και ως σημείο L_{eff} θεωρούμε την θέση του drain.

Εισάγεται μία νέα ποσότητα κανονικοποίησης του ρεύματος ,το I_{SPEC} το οποίο είναι ίσο με :

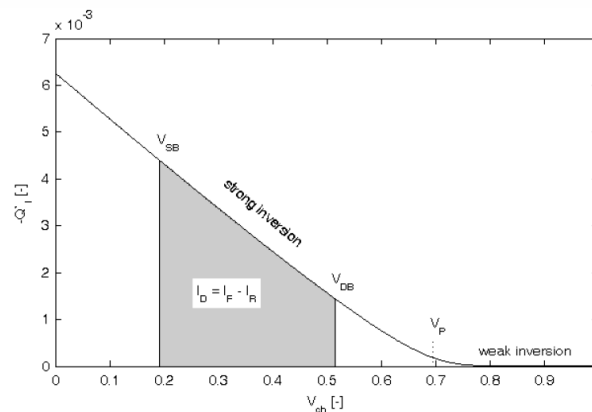
$$I_{SPEC} = 2n\mu C'_{OX} U_T^2 \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \quad (A.35)$$

Η κανονικοποιημένη τιμή του ρεύματος προκύπτει :

$$i_{DS} = \frac{I_{DS}}{I_{SPEC}} = \left(\frac{Q'_{IS}}{Q_{SPEC}} \right)^2 + \frac{Q'_{IS}}{Q_{SPEC}} - \left(\left(\frac{Q'_{ID}}{Q_{SPEC}} \right)^2 + \frac{Q'_{ID}}{Q_{SPEC}} \right) \Leftrightarrow$$

$$i_{DS} = q_s^2 + q_s - (q_D^2 + q_D) = i_r - i_f \quad (A.36)$$

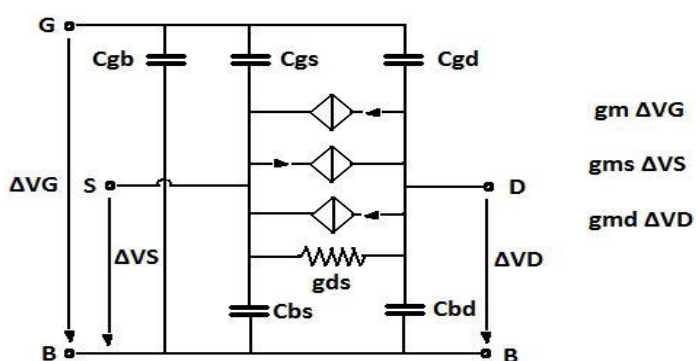
Το i_f ονομάζεται normalized forward current και το i_r ονομάζεται normalized reverse current. Στο παρακάτω γράφημα φαίνεται το ρεύμα καναλιού ως ολοκλήρωμα του φορτίου αναστροφής ως προς την τάση στα άκρα του καναλιού.



Εικόνα A.3 Κανονικοποιημένο φορτίο ως προς τάση καναλιού

Διαγωγιμότητες μικρού σήματος

Παραπάνω βρέθηκαν οι σχέσεις που συνδέουν τα φορτία με τις τάσεις και τα ρεύματα. Στην συνέχεια θα βρεθούν οι σχέσεις μεταξύ των διαγωγιμοτήτων και των κανονικοποιημένων φορτίων. Στην Εικόνα Α.4, φαίνεται το μοντέλο μικρού σήματος ενός mosfet.



Εικόνα Α.4 Μοντέλο μικρού σήματος MOSFET

Θεωρώντας μικρές μεταβολές στις τάσεις στους τέσσερις ακροδέκτες του transistor (ΔV_G , ΔV_S , ΔV_D , ΔV_B) και κάνοντας μία πρώτης τάξης ανάλυση προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

$$\Delta I_{DS} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GB}} (\Delta V_{GB}) + \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{SB}} \Delta V_{SB} + \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DB}} \Delta V_{DB} \Leftrightarrow$$

$$U_T \Delta i_{DS} = g_{mg} v_{GB} + g_{ms} v_{SB} + g_{md} v_{DB} \quad (A.37)$$

Στην παραπάνω συνάρτηση οι κανονικοποιημένες τιμές προκύπτουν με την διαίρεση της αρχικής έκφρασης ως προς τον παράγοντα κανονικοποίησης G_{spec} που υπολογίζεται από την διαίρεση του I_{spec} με την θερμοδυναμική τάση (U_T) ($G_{spec} = I_{spec}/U_T$).

Για την εξαγωγή των εξισώσεων που υπολογίζουν τις κανονικοποιημένες διαγωγιμότητες ως προς το φορτίο ακολουθείται η παρακάτω διαδικασία.

Αρχικά εξάγεται:

$$\partial i_{ds} = \partial i_f - \partial i_r$$

Εν συνεχεία υπολογίζονται οι διαφορικές εξισώσεις :

$$\frac{\partial i_{f(r)}}{\partial q_{s(d)}} = \frac{\partial (q_{s(d)}^2 + q_{s(d)})}{\partial q_{s(d)}} = 2q_{s(d)} + 1 \quad (A.38)$$

$$\frac{\partial q_{s(d)}}{\partial v_{s(d)}} = \frac{\partial q_{s(d)}}{\partial (v_p - 2q_{s(d)} + \ln(q_{s(d)}))} = -\frac{1}{(2 + \frac{1}{q_{s(d)}})} = \frac{-q_{s(d)}}{2q_{s(d)} + 1} \quad (A.39)$$

Οπότε προκύπτει:

$$g_{ms} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial q v_s} = \frac{(\partial i_f - \partial i_r)}{\partial q_s} \frac{\partial q_s}{\partial v_s} = -q_s$$

$$g_{md} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial q v_d} = \frac{(\partial i_f - \partial i_r)}{\partial q_d} \frac{\partial q_d}{\partial v_d} = q_d$$

Από τον τύπο A.17 μπορούμε να βρίσκουμε την σχέση μεταξύ V_{GB} και Ψ_p . Η σχέση αυτή είναι : $V_{GB} = V_{FB} + \Psi_p + \gamma \sqrt{\Psi_p}$ Χρησιμοποιώντας και την σχέση: $\frac{V_p}{U_T} = \Psi_p - \Psi_0$ μπορούμε να ορίσουμε το slope factor συναρτήσει της pinch off voltage ως:

$$n_u = \frac{\partial V_{GB}}{\partial V_p} = \frac{\partial (V_{FB} + \Psi_p + \gamma \sqrt{\Psi_p})}{\partial V_p} = \frac{\partial (V_{FB} + V_p + \Psi_0 + \gamma \sqrt{V_p + \Psi_0})}{\partial V_p} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow n_u = \frac{\partial V_{GB}}{\partial V_p} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{V_p + \Psi_0}}$$

Οπότε το g_{mg} μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$g_{mg} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{gb}} = \left(\frac{\partial i_f}{\partial v_p} - \frac{\partial i_r}{\partial v_p} \right) \frac{\partial v_p}{\partial v_{gb}} = \frac{q_s - q_d}{n_u} \quad (A.40)$$

Προς ολοκλήρωση των παραπάνω υπολογίζουμε και το g_{mb} . Η τιμή του είναι συμπληρωματική ως προς το άθροισμα των υπολοίπων.

$$GMB = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_B} = -GMS - GMB - GMG$$

$$g_{mb} = \frac{GMB}{G_{SPEC}} = \frac{(n_u - 1)(q_s - q_d)}{n_u} = (n_u - 1)g_{mg} \quad (A.41)$$

Υπολογισμός λόγων διαγωγιμοτήτων - ρεύματος στο κόρο

Στον περιοχή κορεσμού ($V_{ds} \gg V_p$), οι φορείς αναστροφής συγκεντρώνονται στο source με αποτέλεσμα το q_d να τείνει στο μηδέν. Το γεγονός σημαίνει ότι το forward ρεύμα επικρατεί έναντι του reverse, με αποτέλεσμα να έχουμε:

$$i_{ds} = i_f = q_s^2 + q_s \quad (A.42)$$

Ο λόγος των διαγωγιμοτήτων ως προς το ρεύμα φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση:

$$\frac{gmg}{ids} = \frac{q_s}{n_u} \frac{1}{q_s^2 + q_s} = \frac{1}{n_u(q_s + 1)} \stackrel{(2.34)}{=} \frac{1}{n_u \sqrt{i_{ds} + \frac{1}{4}} + \frac{1}{2}} \quad (A.43)$$

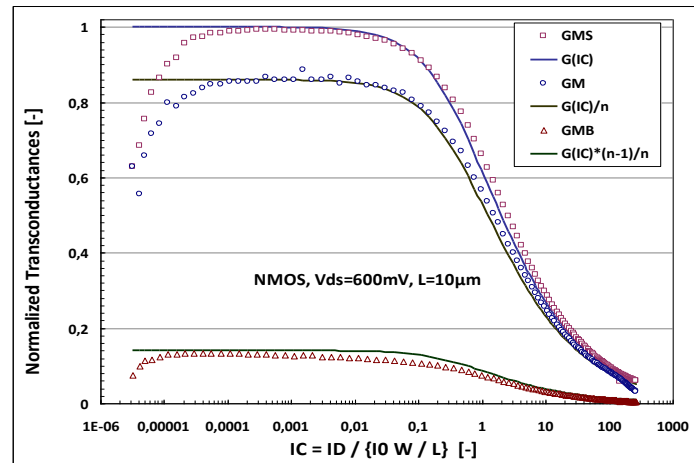
$$\frac{gms}{ids} = -q_s \frac{1}{q_s^2 + q_s} = -\frac{1}{(q_s + 1)} \stackrel{(2.34)}{=} -\frac{1}{\sqrt{i_{ds} + \frac{1}{4}} + \frac{1}{2}} \quad (A.44)$$

$$\frac{gmb}{ids} = -\frac{gms}{ids} - \frac{gmg}{ids} = \frac{1}{(q_s + 1)} - \frac{1}{n_u(q_s + 1)} = \frac{n_u - 1}{n_u(q_s + 1)} = \frac{n_u - 1}{n_u} \frac{1}{\sqrt{i_{ds} + \frac{1}{4}} + \frac{1}{2}} \quad (A.45)$$

Από την παραπάνω εξίσωση φαίνεται ότι οι λόγοι των διαγωγιμοτήτων προς το ρεύμα παρουσιάζουν μία έντονη ανεξαρτησία από διάφορες παραμέτρους της τεχνολογίας, της διάταξης, της θερμοκρασίας και της πόλωσης. Η ποσότητα gmd θεωρείται αμελητέα αφού το $q_d = 0$. Το gmg προς ids παρουσιάζει εξάρτηση από το n_u κυρίως στο weak inversion καθώς για πολύ μικρό ids το gmg/ids είναι περίπου ίσο με το n_u .

$$\frac{g_{mg}}{i_{ds}} = \frac{1}{n_u \sqrt{i_{ds} + \frac{1}{4}} + \frac{1}{2}} \approx \frac{1}{n_u} \quad (A.46)$$

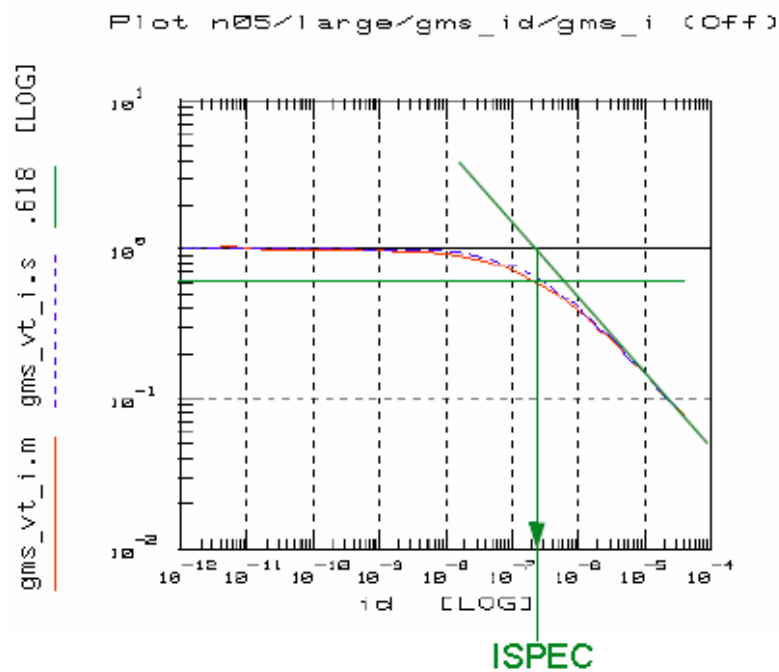
Παρακάτω αντιπαρατίθενται οι γραφικές των κανονικοποιημένων διαγωγιμοτήτων. Παρατηρείται καλή σύγκλιση της θεωρίας με τις μετρήσεις. Στην περιοχή του WI ($ids < 0.01$) οι διαγωγιμότητες παραμένουν σταθερές το γεγονός αυτό φαίνεται και από τις σχέσεις των κανονικοποιημένων διαγωγιμοτήτων. Όσο παίρναμε από weak σε strong inversion οι λόγοι gm/ids μειώνονται. Στο strong inversion ($IC > 10$) η κλίση της γραφικής του gms είναι ίση με $1/\sqrt{i_{ds}}$ (το i_{ds} είναι επίσης γνωστό και ως inversion coefficient (IC)).



Εικόνα A.5 Κανονικοποιημένες διαγωγιμότητες ως προς δείκτη αναστροφής

Παράρτημα Β – Εξαγωγή Specific Current & Cox'

Το specific current είναι το ρεύμα στο οποίο οι δύο ασύμπτωτες για W/L και S_I του GMS τέμνονται μεταξύ τους [18]. Η μέθοδος εξαγωγής του βασίζεται στο [19]. Αρχικά εξάγεται από τις μετρήσεις η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα GMS και εν συνεχεία από την γραφική του GMS – I_D βρίσκεται η τιμή του ρεύματος για $GMS=0.618$.



Εικόνα B.1 GMS vs ID

Το specific current προσδιορίζεται για $L=10\mu\text{m}$ και $W=10\mu\text{m}$ για NMOS και PMOS για κάθε θερμοκρασία που πραγματοποιείται μέτρηση. Οι τιμές αυτές είναι και οι τιμές του technology current καθώς ισχύει (από παράρτημα Α):

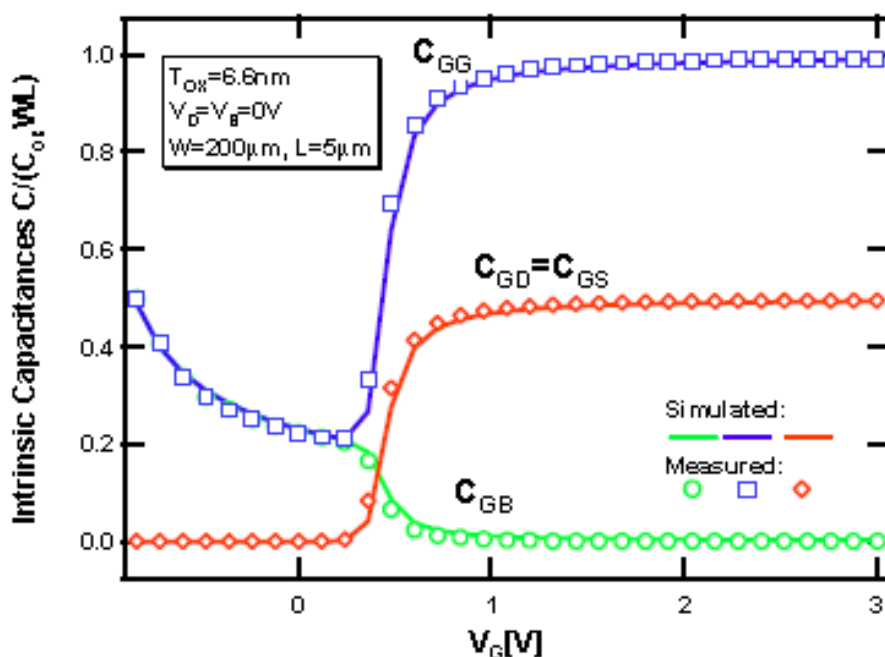
$$I_{\text{spec}} = 2\eta\mu\text{Cox}'U_t^2 \frac{W}{L} \Big|_{W=L=10\mu\text{m}} = 2\eta\mu\text{Cox}'U_t^2 = I_0$$

Οι τιμές που προέκυψαν φαίνονται παρακάτω:

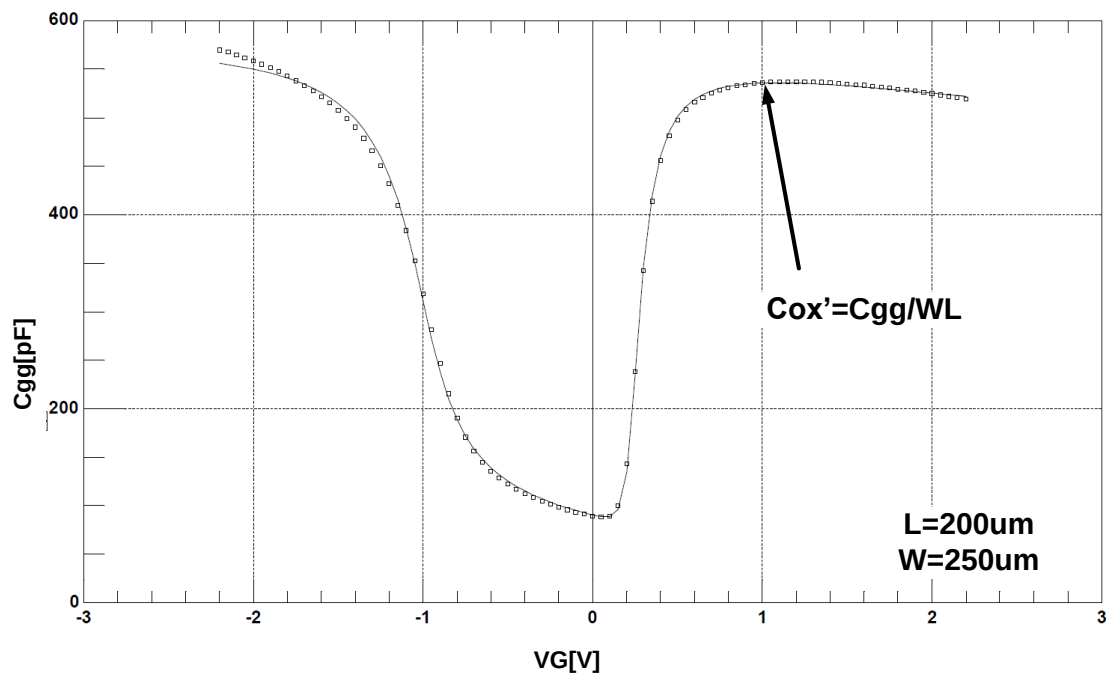
NMOS I_0 [nA]		PMOS I_0 [nA]	
T=25°C	912	T=25°C	166
T=85°C	943	T=85°C	217
T=125°C	972	T=125°C	248

Το Cox' υπολογίστηκε από την τιμή του C_{gg} για υψηλές τιμές του V_g με $V_d=0\text{V}$. Η παραπάνω μέθοδος εξαγωγής των αποτελεσμάτων προέρχεται από το [20]. Η γραφική του [20] δείχνει ότι για SI ο λόγος του $\text{C}_{\text{gg}}/\text{Cox}WL$ γίνεται ίσος με 1.

Βάσει της συγκεκριμένης παρατήρησης υπολογίζεται το Cox' από την μέτρηση του C_{gg} στην συγκεκριμένη τεχνολογία που παρέχεται από την Toshiba και προκύπτει να είναι 107 mF/m^2 .



Εικόνα Β.2 Κανονικοποιημένες Χωρητικότητες



Εικόνα B.3 C_{gg} vs V_g για 110nm CMOS τεχνολογία

Αναφορές

- [1]. David M. Binkley , Tradeoffs and optimization in Analog CMOS design , ISBN 978-0-470-03136-0, pp 71, pp.141-146
- [2]. Dragica Vasileska, Mobility Modeling, Arizona State University
- [3]. Lidia Dobrescu, M. Petrov, D. Dobrescu, C. Ravariu , Threshold Voltage Extraction Methods for MOS Transistors , Semiconductor Conference, 2000. CAS 2000 Proceedings. International
- [4]. Ortiz-Conde A. , Garca Sanchez F.J., Liou J.J., Cerdeira A., Estrada M.; Yue Y. , A review of recent MOSFET threshold voltage extraction methods , Microelectronics Reliability, Volume 42, Number 4, April 2002 , pp. 583-596(14)
- [5]. X. Zhou, KY Lim, W. Qian Threshold voltage definition and extraction for deep – submicron MOSFETs , Solid-State Electronics Volume 45, Issue 3, March 2001, Pages 507-510
- [6]. Bucher M., Lallement C., Enz C., An Efficient Parameter Extraction Methodology for the EKV MOSFET Model, Proc. IEEE Int. Conf. on Microelectronic Test Structures (ICMTS'96), Vol. 9, pp. 145-150, Trento, Italy, March 25-28, 1996
- [7]. Oleg Semenov , Arman Vassighi , Manoj Sachdev , M. Renovell, Leakage Current in Sub-Quarter Micron MOSFET: A Perspective on Stressed Delta /DDQ Testing
- [8]. *Device Modeling for Analog and RF CMOS Circuit Design*. T. Ytterdal, Y. Cheng and T. A. Fjeldly
- [9]. *Matthius Bucher, Dimitrios Kuzazis, Francois Krummenacheg David Binkley4 Daniel Foty' Yannis Pupunanos'* , Analysis of Transconductances at All Levels of Inversion in Deep Submicron CMOS, Electronics, Circuits and Systems, 2002. 9th International Conference on
- [10]. MOSFET modeling & BSIM3 user's guide chapter 3 threshold voltage model, pp.68-71
- [11]. Transistor MOS Cours EPFL - E. Vittoz, 2003
- [12]. Christian C. Enz, Eric A. Vittoz, Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV model for low-power and RF IC design, ISBN-10047085541X
- [13]. R Jacob Baker, “CMOS Circuit Design, Layout and Simulation”, 2nd edition.
- [14]. Thomas H. Lee, “The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits”

- [15]. M. Bucher, M.-A. Chalkiadaki, A. Bazigos, "Aspects of High-frequency Modelling with EKV3", MOS-AK, ESSCIRC-ESSDERC Workshop, Edinburgh, Scotland, September 19, 2008.
- [16].M. Bucher, A. Bazigos, S. Yoshitomi, N. Itoh, „A Scalable Advanced RF IC Design-Oriented MOSFET Model”, Int. Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, Vol. 18, N° 4, pp. 314-325, 2008.
- [17]. Μπαζίγος Αντώνιος Μοντελοποίηση Mos transistor σε υψηλες συχνότητες , Διδακτορική διατριβή 2003
- [18]. Matthias Bucher, Fabien Théodoloz, François Krummenacher, The EKV MOSFET Model for Circuit Simulation, pp 4
- [19]. Wladyslaw Grabinski, Matthias Bucher, François Krummenacher ,The EKV Model Parameter Extraction Based on its IC-CAP USERC Implementation,pp. 11
- [20]. Matthias Bucher, Wladek Grabinski,EKV MOS Transistor Modelling & RF Application,pp. 20