



ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**“Μελέτη θορύβου σε χαμηλές συχνότητες
σε τρανζίστορ MOS 0.35um”**

Τσιβίτης Απόστολος

Εξεταστική επιτροπή:

Επ. Καθ. Matthias Bucher (Επιβλέπων)

Καθ. Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης

Αν. Καθ. Κωνσταντίνος Μπάλας

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Ευχαριστίες	5
Περίληψη.....	6
Κατάλογος σχημάτων	7
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	9
1.1 Δομή της διπλωματικής.....	9
1.2 Η MOSFET διάταξη.....	9
1.2.1 Φυσική δομή του MOSFET	10
1.2.2 Λειτουργία των MOSFET	11
1.2.3 Κυκλώματα CMOS και τάση κατωφλίου	14
1.3 Μοντελοποίηση του MOSFET	15
1.3.1 Compact μοντελοποίηση	16
Κεφάλαιο 2: ΕKV3 Μοντέλο	17
2.1 Charge-based μοντέλο	17
2.2 Γενικές εξισώσεις.....	18
2.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του MOSFET.....	22
2.4 Συμπεράσματα-Πλεονεκτήματα του EKV3 μοντέλου.....	23
Κεφάλαιο 3: Θεωρία θορύβου σε τρανζίστορ MOS.....	24
3.1 Το μοντέλο θορύβου	24
3.2 Μέθοδοι υπολογισμού θορύβου	24
3.2.1 Γενικές εκφράσεις	24
3.2.2 Απλοποίηση μακριού καναλιού	30
3.3 Θερμικός θόρυβος.....	31
3.4 Μη στατικός θόρυβος (NQS).....	32

3.5 Θόρυβος βολής (shot Noise)	34
3.6 Flicker Noise	35
3.4.1 Περιγραφή.....	35
3.4.2 Διακύμανσεις του αριθμού των φορέων(Mc Worther Model)	35
3.4.3 Πλήρες μοντέλο των διακυμάνσεων του αριθμού των φορέων	41
3.4.4 Διακύμανσεις της κινητικότητας(Hooge Model)	44
3.4.5 Συνολικός $1/f$ θόρυβος στην υποδοχή.....	46
Κεφάλαιο 4: Μοντελοποίηση θορύβου χαμηλής συχνότητας σε τεχνολογία 0.35μm.....	49
4.1 Μοντελοποίηση θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3.....	49
4.1.1 Αποτελέσματα από DC προσομοιώσεις και προσομοιώσεις θορύβου ως προς τη συχνότητα.....	49
4.2.2 Αποτελέσματα ανάλυσης $1/f$ θορύβου ως προς την πόλωση και εξαγωγή παραμέτρων.....	52
4.2.3 Αποτελέσματα ανάλυσης $1/f$ θορύβου ως προς την πόλωση και υπολογισμός RMSerror των EKV2.6 και EKV3 μοντέλων.....	59
4.2.4 Αναπαράσταση θορύβου για όλες τις γεωμετρίες της 0.35 μ m τεχνολογίας.....	61
Κεφάλαιο 5: Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία	63
5.1 Συμπεράσματα.....	63
5.2 Μελλοντική εργασία	64
Παράρτημα Α: DC μεγέθη απαραίτητα για την εξαγωγή του θορύβου	65
Παράρτημα Β: Επιπλέον στοιχεία για το φυσικό μοντέλο φορτίου EKV3	69
B.1 Ιστορική Αναδρομή.....	69
B.2 Ορισμός βασικών μεγεθών-λειτουργία σε ιδανικές συνθήκες	70
B.3 Ρεύμα καναλιού	72
Αναφορές.....	76

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον καθηγητή,κ Matthias Bucher,για την βοήθεια,καθοδήγηση και υποστήριξη που μου προσέφερε καθ όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας.

Επίσης ευχαριστίες οφείλονται και στους καθηγητές κ.Κωνσταντίνο Μπάλα και κ.Κωνσταντίνο Καλαϊτζάκη που αποτελούν την εξεταστική επιτροπή,για το χρόνο που διέθεσαν για τη μελέτη της παρούσας εργασίας.

Τέλος ,θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα θερμά τους συναδέλφους μου και μεταπτυχιακούς φοιτητές του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής,και ιδιαιτέρως τον Νίκο Μαυρεδάκη,για την βοήθεια και την υποστήριξη τους, κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας.

Τσιβίτης Απόστολος

Περίληψη

Στη σύγχρονη εποχή, το MOS τρανζίστορ αποτελεί βασικό στοιχείο των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC). Η CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) τεχνολογία προσφέρει τρανζίστορς με μήκη καναλιού που δεν ξεπερνάνε τις μερικές δεκάδες νανόμετρα. Κυριαρχεί στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων γιατί συνδυάζει χαμηλό κόστος με υψηλή απόδοση. Η CMOS τεχνολογία καλύπτει τις ανάγκες της παραγωγής σύγχρονων ηλεκτρονικών προϊόντων και τα τελευταία χρόνια ειδικά στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών.

Όμως η προηγμένη CMOS τεχνολογία είναι πολυσύνθετη και παρουσιάζει έντονες παρασιτικές και short-channel επιδράσεις. Ένα αναλυτικό MOSFET μοντέλο πρέπει να είναι ικανό να προβλέπει με ακρίβεια τη φυσική συμπεριφορά του τρανζίστορ και επίσης θα πρέπει να είναι απλό επαρκώς για τους σχεδιαστές που θέλουν να έχουν μια διαίσθηση για τη συμπεριφορά της συσκευής.

Ο θόρυβος είναι ένας σημαντικός παράγοντας που περιορίζει την απόδοση ηλεκτρικών κυκλωμάτων και συστημάτων, και ιδιαίτερα σε συστήματα χαμηλής κατανάλωσης. Εξαιτίας του υψηλού κόστους κατασκευής ενός συστήματος, η σωστή πρόβλεψη θορύβου σε ολοκληρωμένα αναλογικά κυκλώματα και συστήματα, μέσω προσομοίωσης κυκλωμάτων βασισμένη σε συμπαγή (compact) μοντέλα των στοιχείων που τα συνθέτουν, καθίσταται μια αναγκαία διαδικασία. Για να εκτελεστεί με ακρίβεια η προσομοίωση θορύβου, ένα κατάλληλο φυσικό μοντέλο που μπορεί να προβλέπει με ακρίβεια την συμπεριφορά θορύβου των τρανζίστορ για ένα ευρύ φάσμα συνθηκών λειτουργίας συχνοτήτων, ρευμάτων, γεωμετριών και θερμοκρασιών, είναι απαραίτητο. Η έλλειψη κατανόησης του θορύβου των MOSFET αποτελεί ένα σημαντικό εμπόδιο στην υλοποίηση αναλογικών και RF κυκλωμάτων όπως CMOS πομποδέκτες, ενισχυτών, συστημάτων μετατροπής A/D κ.ο.κ.

Βασικό αντικείμενο αυτής της εργασίας είναι η μελέτη και η μοντελοποίηση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων των MOSFET σε τεχνολογία 0.35μm CMOS. Πραγματοποιήθηκε μελέτη της συμπεριφοράς του flicker θορύβου με βάση το πλήρες θεωρητικό υπόβαθρο που καλύπτει το συγκεκριμένο είδος θορύβου. Στη συνέχεια έγινε σύγκριση με δεδομένα θορύβου χαμηλών συχνοτήτων. Κατά τη διαδικασία αυτή εξάχθηκαν οι διάφορες παράμετροι του flicker θορύβου με το καινούριο πλήρες μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων που ενσωματώθηκε στο EKV3 φυσικό MOSFET μοντέλο. Το μοντέλο θορύβου του EKV3 είναι αυτή τη στιγμή το πιο πλήρες φυσικό μοντέλο όσον αφορά στο θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στα MOSFET.

Κατάλογος σχημάτων

1.1 (α)δομή MOS (β) Σύμβολα που χρησιμοποιούνται σε κυκλωματικό επίπεδο	10
1.2 (α) NMOS και (β) PMOS transistors	11
1.3 κανονική πόλωση τρανζίστορ (α) NMOS και (β)PMOS.....	12
1.4 (α) απογύμνωση από οπές του NMOS καναλιού με την εφαρμογή μικρής θετικής τάσης μεταξύ πύλης-πηγής και (β) απογύμνωση από ηλεκτρόνια του PMOS καναλιού με την εφαρμογή μικρής αρνητικής τάσης μεταξύ πύλης-πηγής.....	12
1.5 Δημιουργία καναλιού για (α)NMOS , (β)PMOS τρανζίστορ	13
1.6 Στραγγαλισμός καναλιού για (α) NMOS και (β) PMOS τρανζίστορ	14
1.7 Δομή δυο NMOS τρανζίστορ σε σειρά και ενός PMOS τρανζίστορ σε CMOS τεχνολογία	14
2.1 Εγκάρσια τομή ενός MOS τρανζίστορ	17
2.2 Αναπαράσταση των διάφορων πυκνοτήτων φορτίου	18
2.3 Καταστάσεις λειτουργίας ενός MOS τρανζίστορ	21
3.1 Ισοδύναμα κυκλώματα του θορύβου καναλιού MOS τρανζίστορ απεικονίζοντας διαφορετικές προσεγγίσεις ανάλυσης θορύβου	25
3.2 τομή MOS τρανζίστορ με ένα απειροελάχιστο θορυβώδες κομμάτι μεταξύ των σημείων x και x+Δx και διαχωρισμός σε δυο τρανζίστορ χωρίς θόρυβο M1 και M2.....	27
3.3 Ισοδύναμο κύκλωμα δυο τρανζίστορ για τον υπολογισμό θορύβου χαμηλής συχνότητας.....	28
3.4 Δυο ισοδύναμα κυκλώματα για τα τρανζίστορ:(α)χρησιμοποιώντας την πηγή ρεύματος θορύβου του σχ.3.3 (β)κύκλωμα με ισοδύναμη πηγή τάσης θορύβου.....	30
3.5 Θορυβώδες MOS τρανζίστορ και b) Μη θορυβώδες MOS τρανζίστορ	33
3.6 Παράγοντες εξαρτώμενοι από την πόλωση $K_D(q_s, q_d) \big _{\Delta N}$ και $K_G(q_s, q_d) \big _{\Delta N}$ ως προς τον δείκτη αναστροφής i_f σε κορεσμό για $n=1/2$	40
3.7 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στο PSD του θορύβου σε κορεσμό. Είναι εμφανές ότι αν η μείωση της κινητικότητας δεν λαμβάνεται υπόψιν τότε ο θόρυβος υπολογίζεται περισσότερος απ'ότι είναι στην πραγματικότητα	43
3.8 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στην εξάρτηση του θορύβου από την τάση στο drain. Όπως ήταν αναμενόμενο, η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας γίνεται πιο έντονη όσο η τάση στο drain αυξάνεται.....	43

3.9 Οι εξαρτημένοι παράγοντες από την πόλωση $K_D(q_s, q_d) \big _{\Delta\mu}$ και $K_G(q_s, q_d) \big _{\Delta\mu}$ ως προς τον δείκτη αναστροφής i_f στον κορεσμό (δηλαδή για $q_s/q_d=100$)	45
3.10 Ολική PSD 1/f θορύβου στην υποδοχή,στη γραμμική περιοχή,κανονικοποιημένη με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής,σχεδιασμένη ως προς το δείκτη αναστροφής	47
3.11 Ολική PSD 1/f θορύβου αναφερόμενη στην πύλη,στη γραμμική περιοχή,σχεδιασμένη ως προς το δείκτη αναστροφής.....	48
4.1 Id-Vg, Id-Vd NMOS, W/L=10/10, 10/0.35 CMOS 0.35um	50
4.2 1/f PSD-freq NMOS-PMOS,W/L=10/0.35,10/1.2,10/10,100/10 CMOS 0.35um	51
4.3-4.10 1/f θόρυβος ως προς την πόλωση για CMOS 0.35um.....	54-57
4.11-4.12 WLCoxSid- gm για CMOS 0.35um	60
4.13-4.14 Svg*W*L-IC για CMOS 0.35um	61
4.15-4.16 WLCoxSid- gm για CMOS 0.35um	62

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Δομή της διπλωματικής

Βασικό αντικείμενο αυτής της εργασίας είναι η μελέτη και η μοντελοποίηση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων των MOSFET σε τεχνολογία 0.35um CMOS. Πραγματοποιήθηκε μελέτη της συμπεριφοράς του flicker θορύβου με βάση το πλήρες θεωρητικό υπόβαθρο που καλύπτει το συγκεκριμένο είδος θορύβου. Στη συνέχεια έγινε σύγκριση με δεδομένα θορύβου χαμηλών συχνοτήτων που μας παρείχε η Austriamicrosystems (C35 - 0.35um CMOS- Process).

Στο **Κεφάλαιο 1**, παρουσιάζεται η MOSFET διάταξη και περιγράφεται η λειτουργία της. Ακόμα γίνεται μια αναφορά στη μοντελοποίηση του MOSFET.

Στο **Κεφάλαιο 2**, περιγράφεται το EKV3 μοντέλο. Παρουσιάζονται οι αρχές λειτουργίας του, τα φαινόμενα που καλύπτει καθώς και κάποια πλεονεκτήματα του μοντέλου.

Στο **Κεφάλαιο 3**, γίνεται πλήρης ανάλυση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στα MOSFET. Παρουσιάζονται διαφορετικές θεωρητικές μέθοδοι που έχουν χρησιμοποιηθεί μέχρι τώρα και στο τέλος καταλήγουμε στο πλήρες μοντέλο θορύβου που προκύπτει από αυτήν την εργασία.

Στο **Κεφάλαιο 4**, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα όλης της δουλειάς αυτής της εργασίας. Η συμπεριφορά του θορύβου ως προς την πόλωση σε κάθε γεωμετρία, οι διαφορετικές αναπαραστάσεις του, οι διάφορες συνιστώσες του και σε τι φυσικό φαινόμενο αντιστοιχεί η κάθε μία από αυτές. Οι διαφορές των διαφορετικών θεωρητικών προσεγγίσεων και σε ποιες περιοχές λειτουργίας πόλωσης ή γεωμετρίας είναι αυτές πιο εμφανείς και που αμελητέες, η σύγκριση συμπεριφοράς θορύβου μεταξύ NMOS και PMOS διατάξεων. Όλα αυτά βέβαια με την προσθήκη σε κάθε ανάλυση των πειραματικών μετρήσεων θορύβου, παρέχουν μια πλήρη εικόνα του μοντέλου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων που υλοποιήσαμε.

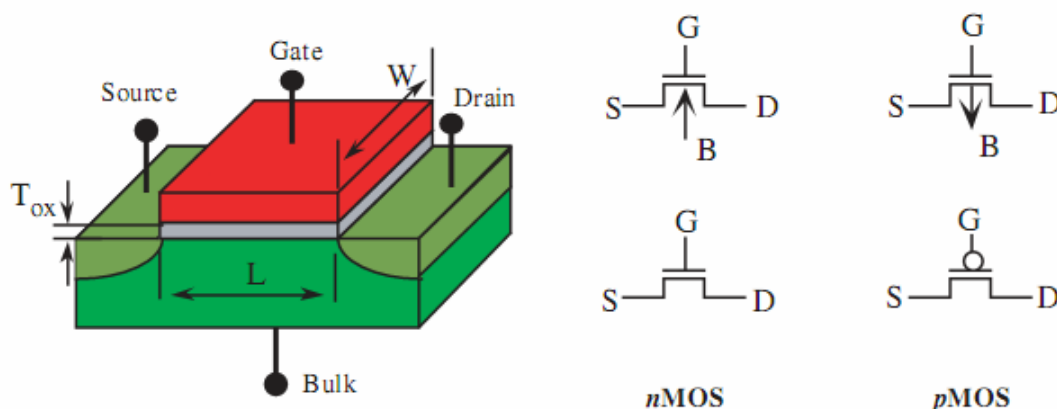
Τέλος στο **Κεφάλαιο 5**, παρουσιάζονται κάποια συμπεράσματα καθώς και μελλοντικές εφαρμογές της εργασίας αυτής.

1.2 Η MOSFET διάταξη

Στη σύγχρονη εποχή, τα τρανζίστορ είναι τα βασικά στοιχεία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (ICs). Η βασική διαφορά μεταξύ των τρανζίστορ και των παθητικών στοιχείων (αντιστάσεις, πυκνωτές, επαγωγείς, δίοδοι), είναι ότι το ρεύμα και η τάση

εξαρτώνται από την τάση(η το ρεύμα) ενός ελεγχόμενου ακροδέκτη. Υπάρχουν δυο τύποι τρανζίστορ με διαφορετικές φυσικές αρχές:τα διπολικά τρανζίστορ και τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου(FETs). Υπάρχει ένας τύπος διπολικών τρανζίστορ και συγκεκριμένα το διπολικό τρανζίστορ ένωσης(BJT),και δυο τύποι FET τρανζίστορ,FET ένωσης(JFET) και το FET μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού(MOSFET,metal-oxide-semiconductor FET).Σήμερα το BJT τρανζίστορ χρησιμοποιείται σε συγκεκριμένες ψηφιακές τεχνολογίες και περισσότερο σε αναλογικά κυκλώματα .Τα JFETs έχουν συγκεκριμένες εφαρμογές και δεν χρησιμοποιούνται σε ψηφιακές εφαρμογές ενώ τα MOSFETs εμφανίζονται σε ποσοστό μεγαλύτερο από 90% των ψηφιακών ICs εφαρμογών.

Τα MOSFETs έχουν τρεις ακροδέκτες :την πύλη-gate(G), την πηγή-source(S), την υποδοχή-drain(D),και επιπλέον έναν ακροδέκτη αναφοράς ,το σώμα-bulk(B).Το σχήμα 1.1 (α) δείχνει μια τρισδιάστατη απεικόνιση με τους 4 ακροδέκτες και τον μονωτή με T_{ox} (oxide thickness) μεταξύ πύλης και σώματος.Το σχήμα 1.1(β) δείχνει τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τα MOSFETs.Υπάρχουν δυο τύποι MOSFET τρανζίστορ,τα NMOS και τα PMOS,ανάλογα με την πολικότητα των φορέων που ευθύνονται για τη δημιουργία του ρεύματος.



Σχήμα 1.1 (α)δομή MOS (β) Σύμβολα που χρησιμοποιούνται σε κυκλωματικό επίπεδο

1.2.1 Φυσική δομή του MOSFET

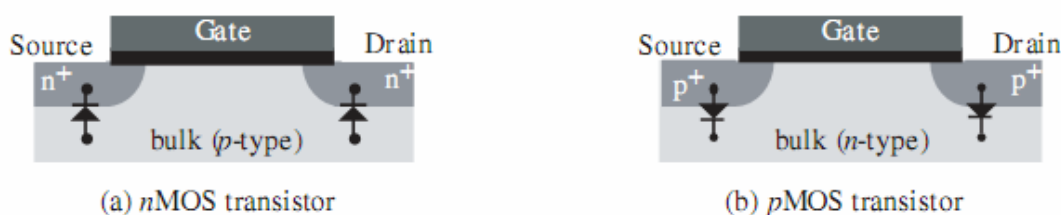
Τα MOSFET τρανζίστορ υλοποιούνται πάνω σε ένα μονοκρυσταλλικό πλακίδιο πυριτίου που αποτελεί τη βάση για την κατασκευή,το οποίο ονομάζεται υπόστρωμα ή σώμα(bulk).Ένα λεπτό στρώμα διοξειδίου του πυριτίου(SiO_2),το οποίο είναι εξαιρετικός μονωτής, αναπτύσσεται πάνω στην επιφάνεια του υποβάθρου,καλύπτοντας την περιοχή ανάμεσα στην πηγή και στην υποδοχή.Η πηγή και η υποδοχή δημιουργούνται πάνω στο υπόστρωμα με υψηλή νόθευση, πολικότητας αντίθετης αυτής του υποστρώματος.

Η περιοχή μεταξύ της υποδοχής(D) και της πηγής(S) ονομάζεται κανάλι και η απόσταση από την πηγή έως την υποδοχή,αποτελεί γεωμετρική παράμετρο που ονομάζεται

μήκος(L) του καναλιού.Υπάρχει ακόμα η παράμετρος πλάτος(W) του καναλιού.Αυτές οι παράμετροι καθορίζονται από το σχεδιαστή του κυκλώματος(σχήμα 1.1(α)).Όμως κάποιες άλλες παράμετροι,όπως το T_{ox} (transistor oxide thickness),η τάση κατωφλίου ,τα επίπεδα νόθευσης,εξαρτώνται από τη διαδικασία της κατασκευής και δεν μπορούν να αλλάξουν στο επίπεδο σχεδίασης.Είναι τεχνολογικές παράμετροι.

Η πύλη(G) είναι ο ακροδέκτης ελέγχου και η πηγή παρέχει ηλεκτρόνια ή οπές που λαμβάνονται από την υποδοχή.Συχνά,ο ακροδέκτης του υποστρώματος B συνδέεται στη γείωση ή στην πηγή,και για αυτό δεν σχεδιάζεται στα περισσότερα σχήματα.Η πύλη είναι ηλεκτρικά απομονωμένη από την πηγή, την υποδοχή και το κανάλι λόγω του λεπτού στρώματος οξειδίου πάνω στο υπόστρωμα.

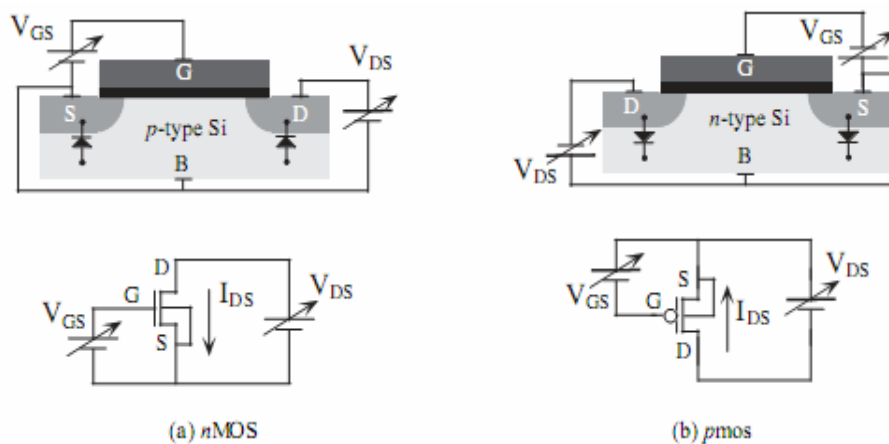
Το σχήμα 1.2 δείχνει τις δομές των NMOS και PMOS τρανζίστορ.Το NMOS τρανζίστορ έχει ένα υπόστρωμα πυριτίου τύπου p ,με την πηγή και την υποδοχή να είναι περιοχές τύπου n υψηλής νόθευσης.Το PMOS τρανζίστορ έχει συμπληρωματική δομή,με ένα υπόστρωμα τύπου n και τύπου p νοθευμένες περιοχές πηγής και υποδοχής.Παρατηρούμε ότι το υπόβαθρο σχηματίζει ενώσεις p n (σχήμα 1.2) με την περιοχή της πηγής και της υποδοχής.Στην κανονική λειτουργία οι ενώσεις αυτές κρατούνται διαρκώς ανάστροφα πολωμένες.



Σχήμα 1.2 (α) NMOS και (β) PMOS transistors

1.2.2 Λειτουργία των MOSFET

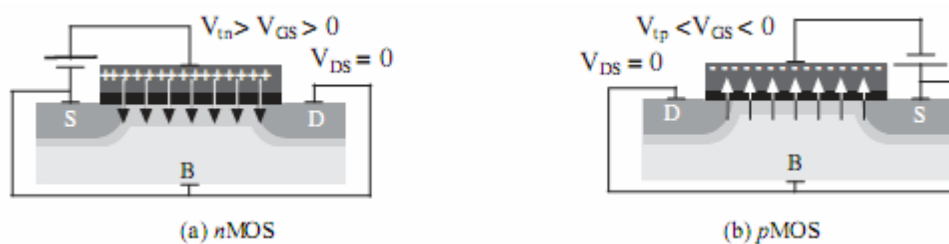
Οι ακροδέκτες του τρανζίστορ πρέπει να έχουν τις κατάλληλες τάσεις ώστε να μπορεί να λειτουργήσει σωστά.Το υπόστρωμα ενός NMOS τρανζίστορ πρέπει να συνδέεται στη χαμηλότερη τάση ενώ το υπόστρωμα ενός PMOS τρανζίστορ στην υψηλότερη.Υποθέτουμε ότι το υπόστρωμα και η πηγή είναι συνδεδεμένα για να απλουστεύσουμε την παραπάνω περιγραφή.



Σχήμα 1.3 κανονική πόλωση τρανζίστορ (a) NMOS και (b) PMOS

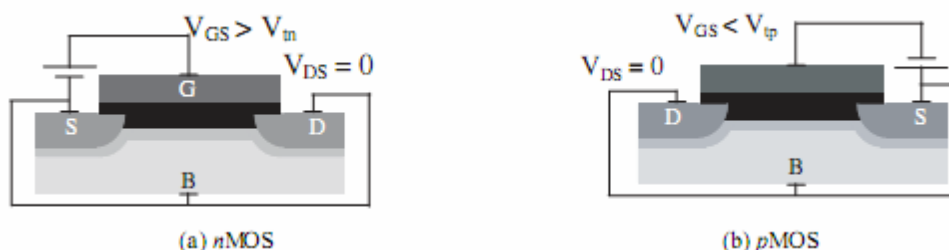
Παίρνουμε σαν σύμβαση ότι το ρεύμα σε ένα NMOS(PMOS) είναι θετικό, από την υποδοχή(πηγή) προς την πηγή(υποδοχή) και συμβολίζεται με I_{DS} ή απλά I_D (τα ρεύματα της υποδοχής και της πηγής είναι ίσα). Όταν εφαρμόζεται μία θετική (αρνητική) τάση στην υποδοχή, τότε το ρεύμα της υποδοχής εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζεται στην πύλη (στα PMOS τρανζίστορ, V_{GS} , V_{DS} και I_{DS} είναι αρνητικά). Αν η V_{GS} είναι ίση με μηδέν, τότε η τάση που εφαρμόζεται στην υποδοχή, πολώνει ανάστροφα την δίοδο που σχηματίζεται μεταξύ υποδοχής και υποστρώματος, με αποτέλεσμα να μην υπάρχουν ελεύθερα φορτία μεταξύ υποδοχής και πηγής. Επομένως δεν υπάρχει ρεύμα όταν $V_{GS} = 0$ για τα NMOS (το ίδιο ισχύει και για τα PMOS). Αυτή είναι η κατάσταση αποκοπής του τρανζίστορ.

Όταν η τάση στην πύλη ενός NMOS(PMOS) αρχίσει να αυξάνεται (μειώνεται), ένα κάθετο ηλεκτρικό πεδίο αρχίζει να δημιουργείται μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος δια μέσου του οξειδίου. Τότε στα NMOS(PMOS) τρανζίστορ, οι οπές (ηλεκτρόνια) του τύπου p (τύπου n) υποστρώματος απωθούνται από την περιοχή του υποστρώματος που βρίσκεται κάτω από την πύλη (η περιοχή του καναλιού). Οι οπές αυτές αφήνουν πίσω τους μια περιοχή απογύμνωσης φορέων (σχήμα 1.4). Η περιοχή απογύμνωσης δεν περιέχει ακόμα ελεύθερους φορείς, οπότε η εφαρμογή τάσης στην υποδοχή δεν θα δημιουργήσει ρεύμα.



Σχήμα 1.4(a) απογύμνωση από οπές του NMOS καναλιού με την εφαρμογή μικρής θετικής τάσης μεταξύ πύλης-πηγής και (b) απογύμνωση από ηλεκτρόνια του PMOS καναλιού με την εφαρμογή μικρής αρνητικής τάσης μεταξύ πύλης-πηγής

Αν η τάση της πύλης του NMOS(PMOS) συνεχίσει να αυξάνεται(μειώνεται),τότε το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο είναι αρκετά δυνατό ώστε έλξει φορείς μειονότητας(ηλεκτρόνια στα NMOS και οπές στα PMOS) από το υπόστρωμα προς την πύλη.Αυτοί οι φορείς έλκονται προς την πύλη,αλλά το διοξείδιο του πυριτίου(μονωτής) τους σταματά,με αποτέλεσμα να συσσωρεύονται στο κανάλι.Έτσι δημιουργούν ένα αγώγιμο στρώμα από ελεύθερους φορείς(ηλεκτρόνια στο τύπου p υπόστρωμα για τα NMOS,και οπές στο τύπου n υπόστρωμα για PMOS).Αυτοί οι φορείς σχηματίζουν το στρώμα αναστροφής ,το οποίο εμφανίζεται σαν βραχυκύκλωμα όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5



Σχήμα 1.5 Δημιουργία καναλιού για (a)NMOS , (b)PMOS τρανζίστορ

Όταν η υποδοχή και η πηγή έχουν την ίδια τάση,η κατανομή των φορέων στο κανάλι είναι ομοιόμορφη.Η τάση της πύλης για την οποία συσσωρεύεται επαρκής για την αγωγή ρεύματος αριθμός ελεύθερων ηλεκτρονίων καλείται τάση κατωφλίου(threshold voltage),αποτελεί μια φυσική παράμετρο του τρανζίστορ και δηλώνεται με V_{th} . Κατά προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί σταθερή για μια συγκεκριμένη τεχνολογία.

Η τάση κατωφλίου ενός NMOS τρανζίστορ είναι θετική, ενώ ενός PMOS τρανζίστορ είναι αρνητική. Εφόσον τα NMOS και τα PMOS τρανζίστορ έχουν διαφορετική τάση κατωφλίου,με V_{thn} θα συμβολίζεται η τάση κατωφλίου για τα NMOS τρανζίστορ και με V_{thp} η τάση κατωφλίου για τα PMOS.

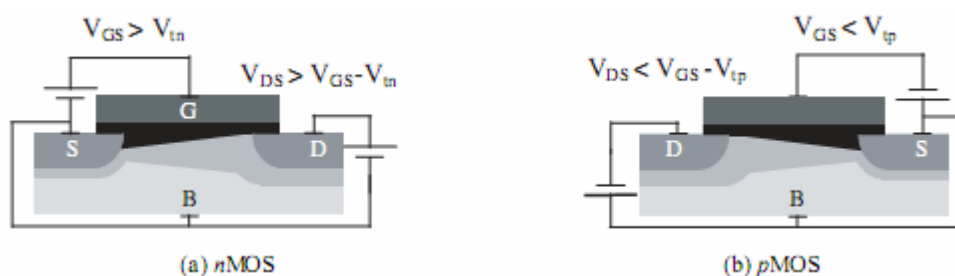
Σε ένα NMOS(PMOS) τρανζίστορ δημιουργείται κανάλι όταν $V_{GS} > V_{thn}$ ($V_{GS} < V_{thp}$).Όταν δημιουργηθεί το κανάλι στα NMOS (PMOS) τρανζίστορ, μία θετική(αρνητική) τάση ανάμεσα στην υποδοχή και την πηγή,δημιουργεί ένα οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο,που μετακινεί τους φορείς προς την υποδοχή,σχηματίζοντας ένα θετικό (αρνητικό) ρεύμα I_D .Αν το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο είναι ίσο ή μικρότερο από το κάθετο,το κανάλι αναστροφής παραμένει ομοιόμορφο κατά μήκος του τρανζίστορ.Αυτό συμβαίνει όταν:

$$V_{DS} < (V_{GS} - V_{thn}) \quad \text{NMOS τρανζίστορ} \quad (1)$$

$$V_{DS} > (V_{GS} - V_{thp}) \quad \text{PMOS τρανζίστορ}$$

Οι παραπάνω σχέσεις δείχνουν ότι το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο επικρατεί του οριζόντιου.Το τρανζίστορ είναι στη γραμμική περιοχή,ή όπως αλλιώς ονομάζεται, ωμική ή τριόδος.Αν η V_{DS} ξεπεράσει το όριο της εξίσωσης (1) ,το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο γίνεται δυνατότερο από το κάθετο, στο άκρο της υποδοχής ,δημιουργώντας μια ασυμμετρία στην κατανομή των φορέων στο κανάλι.Όσο η V_{DS} αυξάνει ,το βάθος του καναλιού ,όσο προχωρούμε προς την περιοχή της υποδοχής,ελλατώνεται με αποτέλεσμα το βάθος του καναλιού στο άκρο της υποδοχής να μηδενίζεται.Φτάνει δηλαδή σε ένα σημείο που το

ονομάζουμε σημείο στραγγαλισμού(pinch-off) και το τρανζίστορ αρχίζει να λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού(σχήμα 1.6).

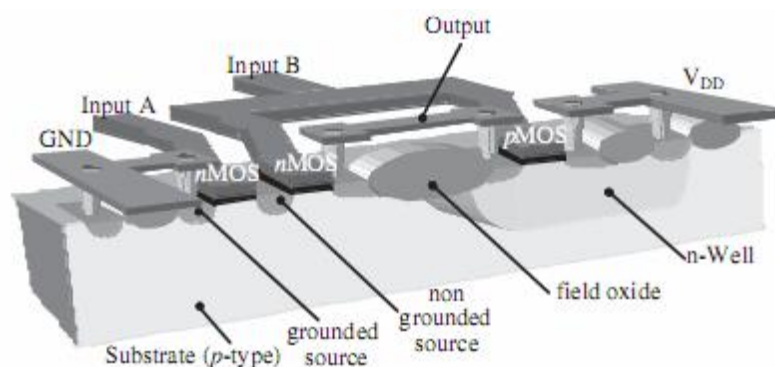


Σχήμα 1.6 Στραγγαλισμός καναλιού για (a) NMOS και (b) PMOS τρανζίστορ

Αν και δεν υπάρχουν φορτία αναστροφής στο άκρο του καναλιού στην υποδοχή, η περιοχή της πηγής είναι ακόμα ηλεκτρικά ενεργή. Φορείς απομακρύνονται από την πηγή και μετακινούνται κάτω από την επίδραση του οριζόντιου πεδίου. Όταν φτάσουν στο σημείο στραγγαλισμού του καναλιού, μετακινούνται από αυτό το σημείο, στην υποδοχή, εξαιτίας του μεγάλου ηλεκτρικού πεδίου της περιοχής απογύμνωσης. Τα CMOS ICs χρησιμοποιούν όλες τις περιοχές λειτουργίας που περιγράφηκαν εδώ: αποκοπή, κορεσμός, γραμμική περιοχή.

1.2.3 Κυκλώματα CMOS και τάση κατωφλίου

Στο παραπάνω κεφάλαιο υποθέσαμε ότι η πηγή και το υπόστρωμα του τρανζίστορ ήταν συνδεδεμένα σε ίδια τάση. Αυτό μπορεί να είναι σωστό για απομονωμένα τρανζίστορ, αλλά σε κυκλώματα CMOS όπου χρησιμοποιούνται και PMOS και NMOS τρανζίστορ, αυτή η συνθήκη δεν μπορεί να ισχύσει για όλες τις περιπτώσεις. [1] Το σχήμα 1.7 δείχνει την τομή ενός κυκλώματος, που αποτελείται από δυο NMOS και ένα PMOS τρανζίστορ. Όλα τα τρανζίστορ κατασκευάστηκαν στο ίδιο υπόστρωμα πυριτίου τύπου p, αλλά από τη στιγμή που το PMOS πρέπει να έχει υπόστρωμα τύπου n, υπάρχει μια περιοχή που είναι αντίθετα νοθευμένη στο αρχικό υπόστρωμα, που ονομάζεται πηγάδι(well). Το τύπου p υπόστρωμα για τα NMOS τρανζίστορ, συνδέεται στη γείωση, ενώ το n τύπου πηγάδι συνδέεται σε τάση V_{DD} , αφού αποτελεί το υπόστρωμα του PMOS τρανζίστορ.



Σχήμα 1.7 Δομή δυο NMOS τρανζίστορ σε σειρά και ενός PMOS τρανζίστορ σε CMOS τεχνολογία

Όταν οι τάσεις της πηγής και του υποστρώματος διαφέρουν, η τάση V_{GS} δεν εξαρτάται απόλυτα από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο που είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία του καναλιού. Η επίδραση της μεγαλύτερης τάσης πηγής πάνω από (κάτω από) το υπόστρωμα για ένα NMOS (PMOS) τρανζίστορ, ελαττώνει το ηλεκτρικό πεδίο που προκαλείται από την πύλη για να έλξει φορείς στο κανάλι. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της τάσης κατωφλίου του τρανζίστορ.

Η τάση κατωφλίου μπορεί να υπολογιστεί:

$$V_t = V_{t0} \pm \gamma \sqrt{V_{SB}}$$

Όπου V_{t0} είναι η τάση κατωφλίου όταν η πηγή και το υπόστρωμα έχουν την ίδια τάση, και γ είναι παράμετρος που εξαρτάται από την τεχνολογία. Η παράμετρος γ ονομάζεται συντελεστής επίδραση σώματος. Το θετικό πρόσημο χρησιμοποιείται για NMOS τρανζίστορ και το αρνητικό για PMOS. Όταν η πηγή και το υπόστρωμα ενώνονται μεταξύ τους, $V_{SB}=0$, και η τάση κατωφλίου είναι σταθερή.

1.3 Μοντελοποίηση του MOSFET

Σήμερα, με την μεγάλη ανάπτυξη της βιομηχανίας ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, η μοντελοποίηση των MOSFETs αποτελεί ένα σημαντικό θέμα ανάμεσα σε επιστημονικές και βιομηχανικές ομάδες.

Τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται από σχεδιαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, στηρίζονται στις προσομοιώσεις πριν τη δημιουργία του πρωτότυπου, και για αυτό ο ρόλος του μοντέλου, το οποίο παρέχει μια μαθηματική περιγραφή της συμπεριφοράς των στοιχείων του κυκλώματος, είναι πολύ σημαντικός. Η ακρίβεια των αποτελεσμάτων που προκύπτουν από τις προσομοιώσεις εξαρτάται από την ποιότητα των μοντέλων των στοιχείων, τα οποία εξασφαλίζουν ότι το κύκλωμα θα δουλεύει όπως σχεδιάστηκε να δουλεύει.

Για απλά ψηφιακά κυκλώματα, το μοντέλο μπορεί να είναι πολύ απλό. Μπορεί απλά να μοντελοποιεί έναν on-off διακόπτη για τη σχεδίαση απλών λογικών κυκλωμάτων. Όμως, υπάρχουν κρίσιμα σημεία μεταξύ των μεταβάσεων, όπου το μοντέλο θα πρέπει να είναι ικανό να περιγράψει τη δυναμική συμπεριφορά του τρανζίστορ. Ακόμα αυτή η δυναμική συμπεριφορά χρειάζεται, όταν η συχνότητα λειτουργίας πλησιάζει τα ανώτατα όρια.

Τα αναλογικά κυκλώματα μπορεί να περιέχουν μικρότερο αριθμό τρανζίστορ από τα ψηφιακά, αλλά είναι περισσότερο εξαρτημένα από τη συμπεριφορά του κάθε τρανζίστορ.

Η σχεδίαση υψηλής απόδοσης αναλογικών κυκλωμάτων, απαιτεί ένα πολύ αναλυτικό μοντέλο για το τρανζίστορ. Αυτό το μοντέλο πρέπει να περιλαμβάνει μια ακριβή περιγραφή της σχέσης τάσης-ρεύματος, που να περιλαμβάνει την επίδραση της πηγής που συχνά δεν είναι γειωμένη, καθώς και τη δυναμική συμπεριφορά του τρανζίστορ, λαμβάνοντας υπόψη τις μεταβολές του θερμού και της θερμοκρασίας.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να ξεχωρίσουμε δυο κατηγορίες μοντέλων των τρανζίστορ. Τα νουμερικά (numerical) μοντέλα προσομοίωσης και τα περιεκτικά (compact) μοντέλα. Τα πρώτα χρησιμοποιούνται για τη μελέτη της φυσικής συμπεριφοράς και για να προβλέπουν την ηλεκτρική, την οπτική και τη θερμική συμπεριφορά του τρανζίστορ. Οι νουμερικοί προσομοιωτές λύνουν ένα set εξισώσεων (partial differential) που σχετίζονται με τη φυσική λειτουργία, αλλά οι απαιτήσεις διεξοδικών υπολογισμών και η τεράστια ποσότητα μνήμης που απαιτείται, καθιστά δύσκολη τη χρησιμοποίησή τους στη προσομοίωση κυκλωμάτων.

Από την άλλη, τα compact μοντέλα, περιγράφουν τις ιδιότητες των ακροδεκτών του τρανζίστορ, χρησιμοποιώντας απλοποιημένα set εξισώσεων ή ισοδύναμα κυκλωματικά μοντέλα.

Από τα παραπάνω, συμπεραίνουμε ότι οι συνθήκες για ένα καλό μοντέλο, είναι πόσο σωστά και με πόση ακρίβεια μπορεί να προβλέψει τη συμπεριφορά ενός MOSFET και πόσο απαιτητικό είναι, στο επίπεδο της προσομοίωσης. Ένα καλό μοντέλο πρέπει να είναι ακριβές και γρήγορο.

1.3.1 Compact μοντελοποίηση

Ο σκοπός ενός compact μοντέλου είναι η απλή, γρήγορη και ακριβής λήψη της αναπαράστασης της συμπεριφοράς του τρανζίστορ. Τα compact μοντέλα για το τρανζίστορ χρειάζονται για να εκτιμήσουμε την απόδοση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που περιέχουν μεγάλη ποσότητα τρανζίστορ. Τα MOSFET compact μοντέλα χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες: (α) φυσικά μοντέλα που βασίζονται στη φυσική των τρανζίστορ, (β) Table Lookup μοντέλα, σε μορφή πινάκων που περιέχουν δεδομένα από διαφορετικές πολώσεις, (γ) εμπειρικά μοντέλα, τα οποία αναπαράστουν τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ με εξισώσεις προσαρμοσμένες στα δεδομένα. Τα φυσικά μοντέλα χρειάζονται αρκετό χρόνο για να αναπτυχθούν, αλλά όταν είναι έτοιμα, τα πλεονεκτήματα που έχουν είναι σημαντικά: οι παράμετροι έχουν φυσικό νόημα, οι επιδράσεις στη γεωμετρία του τρανζίστορ, οι τεχνολογικές παράμετροι και η θερμοκρασία μπορούν να περιγραφούν. Στατιστικά μοντέλα μπορεί να χρησιμοποιηθούν για να προβλέψουν το εύρος της αναμενόμενης απόδοσης και σε πολλές περιπτώσεις, το μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για διαφορετικές τεχνολογίες, αλλάζοντας απλά τις παραμέτρους.

Κεφάλαιο 2

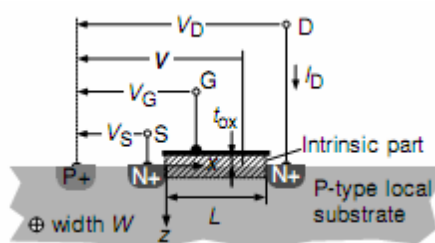
EKV3 Μοντέλο

2.1 Charge-based μοντέλο

Η σχεδίαση CMOS κυκλωμάτων απαιτεί ένα μοντέλο το οποίο να είναι βασισμένο στη φυσική, να έχει όσο το δυνατόν λιγότερες παραμέτρους και να ισχύει για όλο το φάσμα λειτουργίας του MOSFET. Πρέπει δηλαδή η λειτουργία του να διέπεται από απλές και ταυτόχρονα αναλυτικές εξισώσεις που να περιγράφουν αναλυτικά τη συμπεριφορά του μοντέλου σε ασθενή, μέτρια και ισχυρή αναστροφή και να καλύπτουν πολλά από τα φαινόμενα τα οποία παρουσιάζονται στη λειτουργία των MOSFET τρανζίστορ.

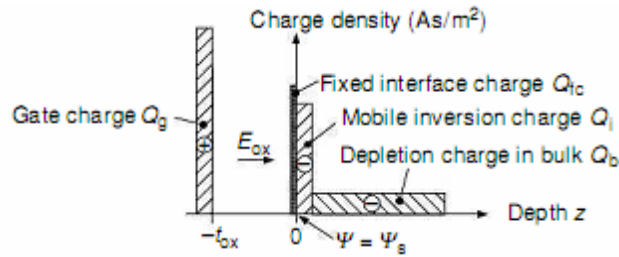
Το EKV3 είναι ένα charged-based μοντέλο, το οποίο αρχικά υπολογίζει την εξάρτηση της πυκνότητας Q_i του ωθούμενου φορτίου από την εφαρμογή τάσης στο τρανζίστορ. Μετά, βασιζόμενο στο Q_i , και ξεχωριστά στις τιμές των Q_{is} και Q_{id} στα άκρα της πηγής και της υποδοχής του καναλιού, υπολογίζει το ρεύμα υποδοχής και μοντελοποιεί όλη τη συμπεριφορά του τρανζίστορ.

Για μηδενικό ηλεκτρικό πεδίο στην επιφάνεια πυριτίου η δομή από την πηγή στην υποδοχή (σχήμα 2.1) αντιστοιχεί σε δυο διόδους με τις ανόδους τους συνδεδεμένες, σε σειρά. Έτσι δεν δημιουργείται ρεύμα όσο οι τάσεις V_S και V_D είναι θετικές (εκτός από τη διαρροή της ένωσης των διόδων). Η κατάσταση παραμένει η ίδια όταν περισσότερες οπές έλκονται στην επιφάνεια, εφαρμόζοντας μια αρνητική τάση V_G .



Σχήμα 2.1 Εγκάρσια τομή ενός MOS τρανζίστορ

Αντίθετα, αν μια θετική τάση εφαρμοστεί στην πύλη, οι οπές ωθούνται μακριά από την επιφάνεια, αφήνοντας αρνητικά φορτισμένα P-doping άτομα. Όπως φαίνεται σχηματικά στο σχήμα 2.2, αυτό ανταποκρίνεται σε ένα αρνητικό φορτίο έντασης Q_b ανά μονάδα επιφάνειας. Αυτό το φορτίο είναι σταθερό και έτσι δεν μπορεί να μεταφέρει ρεύμα. Αυξάνοντας περισσότερο την V_G , αρνητικά ηλεκτρόνια έλκονται στην επιφάνεια, δημιουργώντας ένα κανάλι τύπου N. Αυτό το ωθούμενο αρνητικό φορτίο αναστροφής, πυκνότητας Q_i ανά μονάδα επιφάνειας, θα μεταφέρει το ρεύμα από την υποδοχή στην πηγή I_D , με έναν μηχανισμό μετακίνησης (drift) και διάχυσης (diffusion) των ηλεκτρονίων. Για κανάλι τύπου N, το ρεύμα I_D ορίζεται θετικό όταν εισέρχεται του ακροδέκτη της υποδοχής [5].



Σχήμα 2.2 Αναπαράσταση των διάφορων πυκνοτήτων φορτίου

Το συνολικό φορτίο που δημιουργείται κάτω από την επιφάνεια του πυριτίου ανά μονάδα επιφάνειας του καναλιού,δίνεται από

$$Q_{si} \triangleq Q_b + Q_i. \quad (2.1)$$

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2,ένα πρόσθετο φορτίο Q_{fc} παρουσιάζεται στην επαφή πυριτίου-οξειδίου.Είναι σταθερό φορτίο το οποίο περιλαμβάνει την επίδραση του φορτίου που παγιδεύεται μέσα στο οξείδιο και εξαρτάται από την σχετική απόσταση από την επαφή.Αυτό το φορτίο θα θεωρηθεί ανεξάρτητο από την τάση της πύλης,αν και μπορεί να αλλάξει πολύ λίγο σε μεγάλες τιμές της τάσης της πύλης.

Το 0-αναφορά του ηλεκτροστατικού δυναμικού ψ ,είναι στο σημείο του πυριτίου του υποστρωματος,σε απόσταση από την επιφάνεια όπου δεν υπάρχει επίδραση από την τάση της πύλης.Στην επιφάνεια του πυριτίου($z=0$), το Ψ παίρνει την τιμή Ψ_s ,που ονομάζεται δυναμικό επιφάνειας.Το ηλεκτρικό πεδίο E_{ox} μέσα στο οξείδιο εξαρτάται από το $V_G - \Psi_s$,αλλά μετατρέπεται από το Φ_{ms} (δυναμικό επαφής του υλικού του σώματος με το υλικό της πύλης),την διαφορά μεταξύ της παραγωγής δυναμικού των υλικών της πύλης και του καναλιού.Αυτό αντιστοιχεί σε εμπόδιο του δυναμικού που θα δημιουργηθεί στην διεπαφή εάν το t_{ox} ήταν ίσο με 0. Το ηλεκτρικό πεδίο τότε δίνεται από:

$$E_{ox} = \frac{V_G - \Phi_{ms} - \Psi_s}{t_{ox}}. \quad (2.2)$$

2.2 Γενικές εξισώσεις

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1,η ενεργή περιοχή του τρανζίστορ,τοποθετείται μεταξύ της πηγής και της υποδοχής και ορίζεται από την χωρητικότητα πύλης-επιφάνειας καθώς και από ένα λεπτό επίπεδο πυριτίου στο οποίο η κατανομή του δυναμικού και του φορτίου, μεταβάλλονται από την επίδραση της πύλης.Ονομάζεται το εσωτερικό (intrinsic) μέρος του τρανζίστορ.Όλα τα υπόλοιπα είναι το εξωτερικό (extrinsic) μέρος του τρανζίστορ.Περιλαμβάνει τις διόδους της πηγής και της υποδοχής,σειριακές αντιστάσεις ή αγωγιμότητες στους τέσσερις ακροδέκτες,και όλες τις εξωτερικές παρασιτικές χωρητικότητες,ιδιαιτέρως αυτές των επαφών της πηγής και της υποδοχής και των επικαλυπτόμενων χωρητικοτήτων από το ηλεκτρόδιο της πύλης προς τις περιοχές της πηγής και της υποδοχής.

Όταν τάση εφαρμοστεί είτε στον ακροδέκτη της πηγής είτε της υποδοχής, ηλεκτρόνια και οπές ωθούνται εκτός ισορροπίας, διαμοιράζοντας το αντίστοιχο quasi-Fermi δυναμικό σε V_s στο άκρο της πηγής στο κανάλι και σε V_D στο άκρο της υποδοχής. Αυτός ο διαχωρισμός μεταδίδεται κατά μήκος του καναλιού και χαρακτηρίζεται από μια τάση καναλιού V η οποία μεταβάλλεται μονοτονικά από V_s στο $x=0$ (άκρο πηγής) σε V_D στο $x=L$ (άκρο της υποδοχής). Για ένα τρανζίστορ N τύπου καναλιού σε κανονική λειτουργία (το δυναμικό αυξάνεται στην επιφάνεια με την εφαρμογή τάσης στην πύλη), το quasi-Fermi δυναμικό των οπών μπορεί να θεωρηθεί σταθερό σε όλη τη δομή [9]. Έτσι η V είναι (με μια σταθερά) το quasi-Fermi δυναμικό των ηλεκτρονίων στο κανάλι.

Άλλη μια σημαντική τάση είναι η θερμοδυναμική τάση που δίνεται από τη σχέση :

$$U_T = \frac{kT}{q} \quad (2.3)$$

Όπου k είναι η σταθερά του Boltzmann και q το φορτίο του ηλεκτρονίου. Αναλογικά στην απόλυτη θερμοκρασία T , είναι μια μέτρηση της θερμικής ενέργειας των ηλεκτρονίων. Από τη στιγμή που εμφανίζεται πολύ συχνά στις εξισώσεις μοντελοποίησης του MOS, θεωρείται περισσότερο μια φυσική μονάδα τάσης για τα τρανζίστορ και τα κυκλώματα, σε σχέση με την μονάδα του 1V. Έχει τιμή 25,8 mV σε 300 K ή 27° C.

Παρακάτω θα αναλυθούν οι κύριες εξισώσεις του compact μοντέλου.

Μέρος 1:

Αφού το μοντέλο είναι βασισμένο στο φορτίο, η εξίσωση που περιγράφει τη γενική σχέση φορτίου-τάσης για ένα μακρύ κανάλι είναι:

$$2q_i + \ln q_i = \psi_p - \psi \quad (2.4)$$

Αυτή η εξίσωση είναι αδιάστατη, ισχύει σε κάθε σημείο του καναλιού, όπου ψ είναι η τάση και q_i το ανάστροφο φορτίο του σημείου, και χρησιμοποιεί κανονικοποιημένες μεταβλητές. Μόνο τρεις παράμετροι του μοντέλου και μια φυσική παράμετρος χρειάζεται για να αποκτήσουμε από αυτή τη σχέση, τις τάσεις V_G και V , και την πυκνότητα του ανάστροφου φορτίου, Q_i .

Η φυσική παράμετρος, που χρησιμοποιείται για να κανονικοποιήσει όλες τις αδιάστατες εξισώσεις είναι η U_T .

Παρακάτω είναι οι τρεις παράμετροι του τρανζίστορ:

1. Η κλίση n που ορίζεται ως :

$$n = \frac{dV_{TB}}{d\psi_s} = 1 + \frac{\Gamma_b}{2\sqrt{\psi_s}} \quad (2.5)$$

Όπου Γ_b είναι ο παράγοντας διαμόρφωσης του υποστρώματος και V_{TB} συνάρτηση κατωφλίου. Η κλίση n πρέπει να εκτιμηθεί έτσι ώστε να ταιριάζει καλύτερα σε όλο το εύρος λειτουργίας του τρανζίστορ.

2. Η τάση κατωφλίου V_{to} ορίζεται ως:

$$V_{T0} \stackrel{\Delta}{=} V_{TB}(V=0) = V_{FB} + \Psi_0 + \Gamma_b \sqrt{\Psi_0} \quad (2.6)$$

Είναι πολύ λίγο εξαρτώμενη από τη V_G μέσω της Ψ_0 αλλά μπορεί να θεωρηθεί πολιτικά ανεξάρτητη στην πράξη. Αυτές οι δυο παράμετροι συσχετίζουν την V_G με την τάση στραγγαλισμού V_P σύμφωνα με :

$$V_P \cong \frac{V_G - V_{T0}}{n} \quad (2.7)$$

3. Η χωρητικότητα οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας C_{ox} . Συνδυάζεται με το n και το U_T για την παραγωγή του φορτίου Q_{spec} που ορίζεται από την ακόλουθη εξίσωση και χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση της πυκνότητας φορτίου:

$$Q_{spec} \stackrel{\Delta}{=} -2nU_T C_{ox} WL \quad (2.8)$$

Εισάγωντας αυτές τις παραμέτρους στην (2.4) προκύπτει η μη κανονικοποιημένη γενική σχέση φορτίου-τάσης:

$$\frac{-Q_i}{C_{ox}} + nU_T \ln \frac{-Q_i}{2nC_{ox}U_T} = V_G - V_{T0} - nV \quad (2.9)$$

Είναι προφανές ότι η U_T παίζει σημαντικό ρόλο στην ασθενή αναστροφή, όπου ο λογαριθμικός όρος επικρατεί. Αντίθετα στην ισχυρή αναστροφή, δεν παίζει σημαντικό ρόλο, αφού ο λογαριθμικός όρος είναι αμελητέος.

Μέρος 2:

Η εξίσωση (2.10) περιγράφει τη γενική σχέση ρεύματος-τάσης για ένα τρανζίστορ με μακρύ κανάλι.

$$V_P - V_{s,d} = \sqrt{1 + 4i_{f,r}} + \ln(\sqrt{1 + 4i_{f,r}} - 1) - (1 + \ln 2) \quad (2.10)$$

Ισχύει από την ασθενή έως την ισχυρή αναστροφή. Παρόμοια με το πρώτο μέρος, μόνο τρεις παράμετροι του μοντέλου και μια φυσική, χρειάζονται για να για να αποκτήσουμε από αυτή την εξίσωση, τη σχέση μεταξύ των τάσεων πόλωσης V_G και $V_{S,D}$ και το ρεύμα $I_{F,R}$. Η φυσική παράμετρος είναι η U_T . Χρησιμοποιείται για να κανονικοποιήσει όλες τις τάσεις στην παραπάνω εξίσωση. Οι τρεις παράμετροι του μοντέλου είναι:

1. Η κλίση n .
2. Η τάση κατωφλίου V_{T0} .
3. Η παράμετρος μεταφοράς β που δίνεται από τη σχέση:

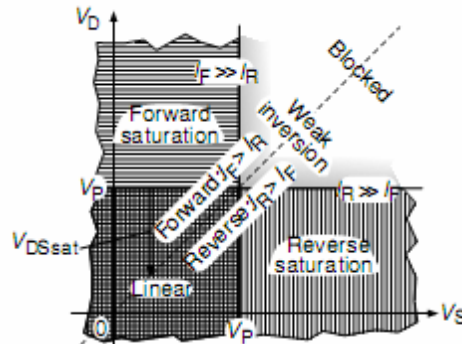
$$\beta \stackrel{\Delta}{=} \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (2.11)$$

Όπου μ είναι η κινητικότητα των ηλεκτρονίων στο κανάλι. Συνδυάζεται με το n και τη U_T για να παράγει το ειδικό ρεύμα I_{spec} που ορίζεται ως:

$$I_{spec} \stackrel{\Delta}{=} \mu U_T \frac{W}{L} (-Q_{spec}) = 2n\mu C_{ox} \frac{W}{L} U_T^2 = 2n\beta U_T^2 \quad (2.12)$$

Χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση των I_F και I_R του ρεύματος της υποδοχής. Το ρεύμα υποδοχής σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του τρανζίστορ, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3 και μπορεί να παραχθεί αφαιρώντας το $I_R(V_D, V_G)$ από το $I_F(V_S, V_G)$ σύμφωνα με:

$$I_D = \beta \int_{V_S}^{\infty} \frac{-Q_i}{C_{ox}} dV - \beta \int_{V_D}^{\infty} \frac{-Q_i}{C_{ox}} dV = I_F - I_R \quad (2.13)$$



Σχήμα 2.3 Καταστάσεις λειτουργίας ενός MOS τρανζίστορ

Τα κανονικοποιημένα φορτία αναστροφής στην πηγή και την υποδοχή (q_s και q_d) μπορεί να υπολογιστούν σύμφωνα με τη διαφορά μεταξύ V_P , V_{SB} και V_{DB} .

$$q_s = F^{-1}\left(\frac{V_P - V_{SB}}{U_T}\right) \quad , \quad q_d = F^{-1}\left(\frac{V_P - V_{DB}}{U_T}\right) \quad (2.14)$$

$$F(q) = 2q + \ln q$$

$F(q)$ είναι ο κανονικοποιημένος όρος των δυναμικών.

Τελικά το ρεύμα υποδοχής δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$I_{DS} = I_{SPEC} * (q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d) \quad (2.15)$$

Οι εξισώσεις για το ανάστροφο φορτίο (2.14) και το ρεύμα υποδοχής (2.15) μπορούν να θεωρηθούν ο πυρήνας του μοντέλου του MOSFET[5], που έχει μόνο δυο παραμέτρους, V_P και I_{SPEC} , και δυο εισόδους, τα δυναμικά της πηγής και της υποδοχής. Αυτό το μοντέλο παράγει το ρεύμα της υποδοχής σύμφωνα με το δυναμικό της πηγής και της υποδοχής.

Το υπόλοιπο του μοντέλου είναι υπεύθυνο για να περιγράψει όλες της μεγαλύτερης τάξης επιδράσεις. Το EKV3 περιλαμβάνει επεκτάσεις που καλύπτουν όλα τα φαινόμενα που εμφανίζονται στις μοντέρνες CMOS τεχνολογίες. Μακροσκοπικά, αυτό το μέρος του μοντέλου παίρνει σαν είσοδο τη γεωμετρία του τρανζίστορ και τα δυναμικά στους ακροδέκτες και τροφοδοτεί τον πυρήνα του μοντέλου με τις πραγματικές τιμές που χρειάζεται σαν είσοδο. Ας σημειώσουμε ότι ο πυρήνας των εξισώσεων του μοντέλου, αποτελεί ένα μικρό τμήμα του συνολικού υπολογιστικού φορτίου.

2.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του MOSFET

Υπάρχουν κάποια φαινόμενα,μη ιδανικά,τα οποία επηρεάζουν τη λειτουργία και την απόδοση του MOSFET τρανζίστορ.Τα δυο κυριότερα που περιορίζουν την κινητικότητα των ηλεκτρονίων(και των οπών για τα PMOS) είναι:

α)Το κάθετο πεδίο λόγω scattering.Η κινητικότητα των ηλεκτρονίων περιορίζεται όταν το κάθετο πεδίο είναι πολύ μεγάλο,είτε πολύ μικρό(ιδιαίτερα με υψηλή νόθευση,χαμηλή θερμοκρασία).Οι συνθήκες αυτές συμβάλλουν στη σημαντική αύξηση των συγκρούσεων των ηλεκτρονίων(ή οπών αντίστοιχα) με τον κρύσταλλο,με αποτέλεσμα να μειώνεται σημαντικά η κινητικότητά τους.Η αντιμετώπιση του φαινομένου αυτού από το EKV3,γίνεται με την εισαγωγή των παραμέτρων KP,E0,E1,ETA,ZC,THC.

β)Το οριζόντιο πεδίο λόγω περιορισμού της ταχύτητας velocity saturation.Αυτό αποτελεί την κύρια αιτία περιορισμού του ρεύματος ιδιαίτερα για τρανζίστορ μικρού μήκους και εμφανίζεται κυρίως στα NMOS.Για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο αυτό,στο EKV3 έχει προστεθεί η παράμετρος UCRIT.

Άλλα φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του MOSFET τρανζίστορ είναι:

α) Φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού L(channel length modulation).Βασικό του χαρακτηριστικό είναι ότι αυξάνει(επιδεινώνει) την αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ σε περιοχή κορεσμού(ισχυρή αναστροφή).Επίσης συνδέεται τόσο με το velocity saturation όσο και με το δυο διαστάσεων πεδίο κοντά στην υποδοχή.Όσο πιο μικρή τιμή είναι αυτή του L,τόσο πιο έντονα εμφανίζεται το φαινόμενο αυτό.Για την αντιμετώπιση του φαινομένου του channel length modulation,έχουν εισαχθεί οι παράμετροι LAMBDA,DELTA.

β)Αλλαγή του φαινομένου σώματος(charge sharing effect).Αυτό που παρατηρείται είναι η μείωση της τιμής της παραμέτρου GAMMA για μικρό L και η αύξηση της για στενό W.Για να αντιμετωπιστεί το charge sharing effect,έχουν εισαχθεί οι παράμετροι LETA,WETA,NCS.

γ)Drain Induced Barrier Lowering(DIBL).Αυτό που χαρακτηρίζει το συγκεκριμένο φαινόμενο είναι η μείωση της τάσης κατωφλίου όταν έχουμε αυξημένη τάση V_{Ds} .

Σημαντικό ρόλο στη λειτουργία και τη συμπεριφορά των κυκλωμάτων, παίζει και ο θόρυβος.Η σωστή πρόβλεψη της τιμής του και η σχέση του με τα διάφορα φαινόμενα, είναι μια πολύ σύνθετη διαδικασία [2].

Το μοντέλο EKV3,προσπαθώντας να περιορίσει τα φαινόμενα αυτά και να τα αντιμετωπίσει,έχει εισάγει ένα πλήθος παραμέτρων,έτσι ώστε η μοντελοποίηση τους να γίνεται με τον καλύτερο δυνατό τρόπο και οι προσομοιώσεις των κυκλωμάτων με τη χρήση των παραμέτρων αυτών να βρίσκονται όσο πιο κοντά γίνεται στις πραγματικές συνθήκες.

2.4 Συμπεράσματα-Πλεονεκτήματα του EKV3 μοντέλου

Αυτό που συμπεραίνουμε από την ανάλυση του EKV3 μοντέλου,είναι ότι αποτελεί ένα πολύ δυνατό εργαλείο στα χέρια του σχεδιαστή,για να προχωρήσει στην υλοποίηση και προσομοίωση κυκλωμάτων η οποία προσεγγίζει σε πολύ μεγάλο βαθμό την πραγματικότητα.Πρόκειται για ένα απλό μοντέλο το οποίο όμως καταφέρνει και καλύπτει όλο το φάσμα των περιοχών λειτουργίας των τρανζίστορ,το οποίο είναι πολύ σημαντικό μιας και όσο εξελίσσεται η τεχνολογία,τόσο η λειτουργία των MOSFET μεταφέρεται από την ισχυρή στη μέτρια και στην ασθενή αναστροφή.

Συνοπτικά τα βασικότερα πλεονεκτήματα του μοντέλου EKV3 μοντέλου είναι:

1. Επιτρέπει τη συνεχή και γραμμική λειτουργία του τρανζίστορ σε όλες τις περιοχές λειτουργίας του,δηλαδή από την ασθενή μέχρι την ισχυρή αναστροφή.Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς επιτρέπει στους σχεδιαστές αναλογικών κυκλωμάτων μεγάλη ευελιξία όσον αφορά φαινόμενα όπως ο θόρυβος πέρα από την ισχυρή αναστροφή,αλλά και μεγέθη που βελτιστοποιούνται με τη δυνατότητα να δουλεύουν σε ισχυρή αλλά και μέτρια αναστροφή.Είναι πράγματα σημαντικά στα οποία υπερτερεί το EKV3 έναντι των προηγούμενων μοντέλων.

2. Ένα άλλο βασικό πλεονέκτημα του μοντέλου είναι ότι βασίζεται στη φυσική,έχει λιγότερες παραμέτρους σε σχέση με άλλα μοντέλα και διέπεται από απλές αναλυτικές εξισώσεις.Αποτέλεσμα αυτού είναι ότι καθίσταται πιο εύχρηστο και πιο προσιτό στο σχεδιαστή και έτσι μπορεί να το κατανοήσει και να το χειριστεί με μεγαλύτερη ευκολία.Χαρακτηριστικό παράδειγμα πλεονεκτήματος έναντι των άλλων μοντέλων αποτελεί το γεγονός ότι το μοντέλο BSIM3 το οποίο και κυριαρχούσε στην αγορά,απαιτούσε την ύπαρξη 100 περίπου παραμέτρων μόνο για το intrinsic DC μοντέλο,ενώ για το ίδιο μοντέλο,το EKV3,απαιτεί την ύπαρξη μόνο 18 παραμέτρων[3].

3. Γίνεται πολύ καλή μοντελοποίηση των μη γραμμικών φαινομένων που επηρεάζουν την απόδοση του τρανζίστορ.

4. Η κλίση n πλέον δεν θεωρείται ίση με τη μονάδα όπως σε προηγούμενα μοντέλα με αποτέλεσμα να λαμβάνονται υπόψη και οι χωρητικότητες του υποστρώματος και κατά συνέπεια να έχουμε μια πιο ακριβή προσομοίωση.

5. Καλύπτει όλες τις γενιές τρανζίστορ CMOS τεχνολογιών.Έχει δοκιμαστεί ως τώρα σε διαφορετικές γενιές τρανζίστορ(1 μm ,0.5 μm ,0.35 μm ,0.25 μm ,0.15 μm ,0.11 μm ,90 nm) με ιδιαίτερα καλά αποτελέσματα σε όλες από αυτές,καθιστώντας το μοντέλο έγκυρο και αξιόπιστο.Στη διπλωματική αυτή εργασία χρησιμοποιείται η 0.35 μm τεχνολογία.

Κεφάλαιο 3

Θεωρία θορύβου σε τρανζίστορ MOS

3.1 Το μοντέλο θορύβου

Αυτό το κεφάλαιο ασχολείται με τη μοντελοποίηση του θορύβου για το MOS τρανζίστορ δίνοντας βάση στο εσωτερικό μέρος (intrinsic part) και υποθέτοντας ότι το τρανζίστορ έχει ένα μακρύ κανάλι, και για αυτό δεν προσμετρώνται οι short-channel επιδράσεις.

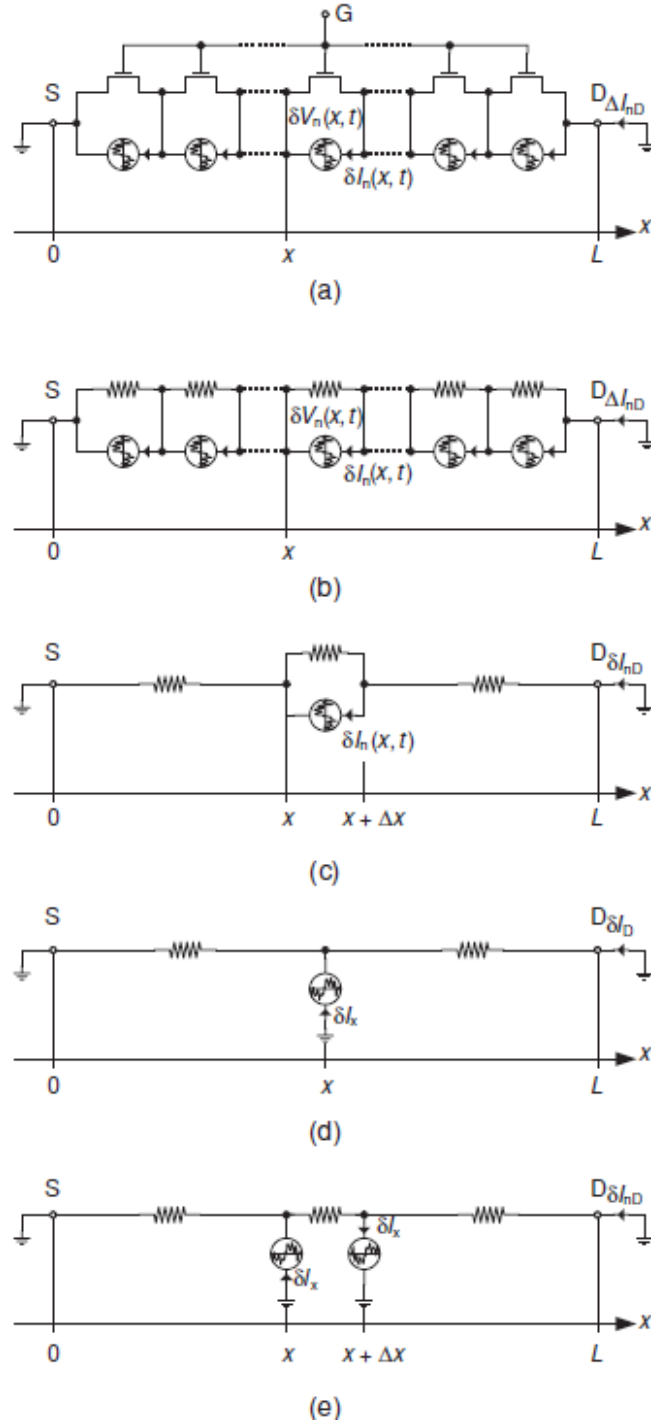
Υπάρχουν κυρίως δυο είδη θορύβου που προέρχονται από την περιοχή του καναλιού, ο θερμικός θόρυβος και ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (flicker noise) ή $1/f$ θόρυβος. Και τα δυο είδη θορύβου, μπορεί να περιγραφούν από μια τοπική πηγή θορύβου η οποία εξαρτάται από τη θέση της στο κανάλι.

Σε αυτή τη διπλωματική, γίνεται η μοντελοποίηση του flicker θορύβου σε τεχνολογία $0.35\text{ }\mu\text{m}$, για αυτό δε θα γίνει εκτενής αναφορά στο θερμικό θόρυβο.

3.2 Μέθοδοι υπολογισμού θορύβου

3.2.1 Γενικές εκφράσεις

Η προέλευση του θορύβου έχει σχέση με την τοπική τυχαία αυξομείωση της ταχύτητας των φορέων ή με την πυκνότητα των φορέων. Αυτές οι τοπικές αυξομειώσεις μπορεί να μοντελοποιηθούν προσθέτοντας ένα τυχαίο ρεύμα στο τοπικό dc ρεύμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1. Μετά μεταδίδονται στους ακροδέκτες και εμφανίζονται σαν αποτέλεσμα των αυξομειώσεων των τάσεων ή των ρευμάτων γύρω από το dc σημείο λειτουργίας. Υπάρχουν δυο διαφορετικά μέρη στην ανάλυση θορύβου: το μικροσκοπικό μέρος το οποίο έγκειται στην εξαγωγή των στατιστικών της στοχαστικής διαδικασίας, όπως η διακύμανση της ταχύτητας και η μεταφορά της σε μια αυξομείωση του τοπικού ρεύματος, και το μακροσκοπικό μέρος το οποίο έγκειται στον υπολογισμό της απόκρισης των ρευμάτων (ή τάσεων) των ακροδεκτών, σε αυτές τις αυξομειώσεις ή με άλλα λόγια πώς αυτές οι τοπικές αυξομειώσεις μεταδίδονται στους ακροδέκτες και παράγουν αυξομειώσεις στις τάσεις ή τα ρεύματα των ακροδεκτών.



Σχήμα3.1 Ισοδύναμα κυκλώματα του θορύβου καναλιού MOS τρανζίστορ απεικονίζοντας διαφορετικές προσεγγίσεις ανάλυσης θορύβου.(a)Η μέθοδος Langevin που χρησιμοποιήθηκε από τους Klassen και Prins,όπου μια πηγή θορύβου προστίθεται στη διαφορική εξίσωση δίνοντας το ρεύμα της υποδοχής.(b)Το κύκλωμα που παράγεται από το (a)μετά από γραμμικοποίηση της διαφορικής εξίσωσης και διατηρώντας μόνο τους όρους πρώτης τάξης.(c)Προσέγγιση ισοδύναμου μικρού σήματος κυκλώματος:από τη στιγμή που το κύκλωμα (b) είναι γραμμικό,η επίδραση της κάθε τοπικής πηγής στην αυξομείωση του ρεύματος υποδοχής,μπορεί να υπολογιστεί ξεχωριστά και να προστεθεί στην υποδοχή.(d)Η μέθοδος του πεδίου εμπέδησης(impedance field),όπου η απόκριση ρεύματος δI_D στην υποδοχή που οφείλεται σε ένα ρεύμα δI_x που εισάγεται στη θέση x δια μήκος του καναλιού και το ρεύμα απόκρισης $A_i(x) = \delta I_D / \delta I_x$ υπολογίζεται.Μετά ο θόρυβος υπολογίζεται από την παράγωγο του $A_i(x)$.

Σε αυτό το μέρος, θα επικεντρωθούμε στο μακροσκοπικό μέρος, προσπαθώντας να βρούμε μια κοινή έκφραση για την PSD (power spectral density) της διακύμανσης του ρεύματος της υποδοχής, που οφείλεται σε όλες τις μικροσκοπικές τοπικές πηγές θορύβου του καναλιού. Σε αυτό το στάδιο είναι σημαντικό να σημειώσουμε ότι αυτές οι τοπικές αυξομειώσεις είναι πάντα μικρές και κατά συνέπεια η ανάλυση της μετάδοσης των πηγών θορύβου στους ακροδέκτες τάσης ή ρεύματος, ανάγεται σε γραμμική ανάλυση. Συνεπώς η αρχή της υπέρθεσης μπορεί να εφαρμοστεί για να προσθέσουμε τις επιδράσεις όλων των πηγών θορύβου κατά μήκος του καναλιού. Κατ' αρχήν, δεδομένου ότι αυτές οι πηγές θορύβου αποτελούν τυχαία διαδικασία, ενδέχεται να είναι χωρικά συσχετισμένες, και θα πρέπει να αυτό να λαμβάνεται υπόψη όταν αθροίζουμε τα αποτελέσματά τους. Ωστόσο, σε όλες τις περιπτώσεις που εξετάζονται παρακάτω, θα θεωρηθεί ότι οι τοπικές πηγές είναι χωρικά ασυσχέτιστες και κατά συνέπεια η PSD τους μπορεί να αθροιστεί.

Διάφορες μέθοδοι έχουν χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό του θορύβου στο τρανζίστορ MOS. Η πρώτη προσέγγιση βασίζεται στη μέθοδο Langevin και χρησιμοποιήθηκε από τους Klaassen και Prins [10], αρχικώς για την εξαγωγή του θερμικού θορύβου και στη συνέχεια επεκτάθηκε από τον Klaassen για να υπολογίσει τον flicker noise [11] και από τον Langevelde για να συμπεριληφθεί και ο θόρυβος της πύλης [12]. Ξεκινά με τη διαφορική εξίσωση που δίνει το ρεύμα της υποδοχής $I_D = \mu W (-Q_i) dV/dx$ [5][16], όπου V το quasi-Fermi δυναμικό, στην οποία προστίθεται μια Langevin πηγή θορύβου $\delta I_n(x,t)$ όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1(a). Αυτή η διανεμόμενη πηγή θορύβου εξαρτάται από τη θέση κατά μήκος του καναλιού και προκαλεί αυξομειώσεις της τάσης στο κανάλι $\delta V_n(x,t)$ που κανονικά θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη αν το $\delta I_n(x,t)$ είναι διακύμανση μεγάλου σήματος.

Δεδομένου ότι οι διακυμάνσεις της τάσης είναι πολύ μικρότερες από τη θερμοδυναμική τάση, η διαφορική εξίσωση ρεύματος μπορεί να γραμμικοποιηθεί, με αποτέλεσμα το ισοδύναμο μικρού σήματος κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 3.1 (b). Δεδομένου ότι το ισοδύναμο κύκλωμα είναι πλέον γραμμικό, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η αρχή της υπέρθεσης. Το πρόβλημα μπορεί στη συνέχεια να μειωθεί στην απομόνωση μίας μοναδικής πηγής θορύβου στο κανάλι και να υπολογιστεί το αποτέλεσμα της δI_{nD} στον ακροδέκτη ρεύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1 (c). Το συνολικό αποτέλεσμα είναι αυτό που προκύπτει από την άθροιση των συνεισφορών όλων των πηγών θορύβου κατά μήκος του καναλιού και αν υποθεθεί ότι είναι χωρικά ασυσχέτιστα. Η τελευταία αυτή προσέγγιση ονομάζεται προσέγγιση ισοδύναμου κυκλώματος μικρού σήματος.

Μια τρίτη προσέγγιση είναι η μέθοδος του πεδίου εμπέδησης (impedance field) IFM, που αρχικά καθιερώθηκε από τον Shockley [17] και τροποποιήθηκε αργότερα από van Vliet [21]. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1 (d), το κανάλι διεγείρεται από ένα ρεύμα δI_x στη θέση x κατά μήκος του καναλιού, και η απόκριση ρεύματος I_D στον ακροδέκτη της υποδοχής και υπολογίζεται το αντίστοιχο κέρδος ρεύματος $A_i(x) \Delta I_D / \delta I_x$. Ο θόρυβος που οφείλεται στην τοπική πηγή θορύβου στη θέση x στη συνέχεια αξιολογείται από τη λεγόμενη σύνθετη αντίσταση πεδίου που αντιστοιχεί στην παράγωγο του κέρδους ρεύματος σε σχέση με το x σε κάθε θέση. Παίρνοντας την παράγωγο σε σχέση με τη θέση που αντιστοιχεί, στην πραγματικότητα παίρνουμε τη διαφορά μεταξύ των κερδών ρεύματος στις θέσεις $x + \Delta x$ και x , όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1(e). Αν η δI_x οριστεί ίση προς την τοπική πηγή θορύβου $\delta I_n(x)$, τότε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3.1 (e) απλοποιείται στο κύκλωμα του

$\partial_{\bar{z}} = \frac{\partial}{\partial \bar{z}}$, $\partial_z = \frac{\partial}{\partial z}$, $\partial_{\bar{w}} = \frac{\partial}{\partial \bar{w}}$, $\partial_w = \frac{\partial}{\partial w}$

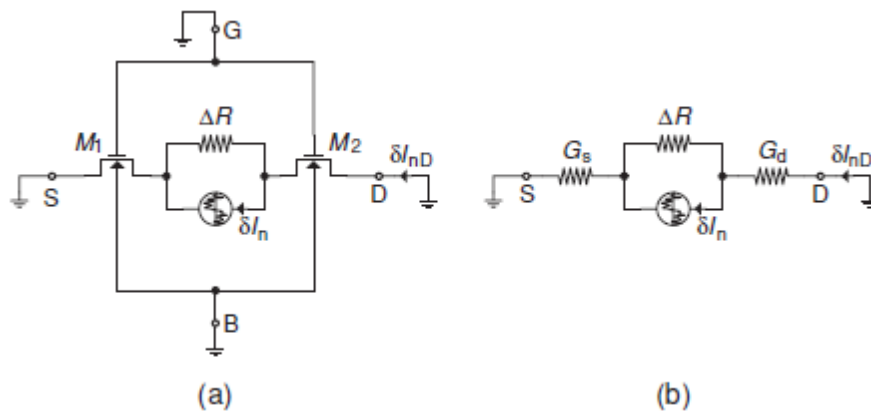
Figure 1. The structure of the study. The first part of the study was a pretest to determine the appropriate number of items for the questionnaire. The second part was the main study, which was a questionnaire survey. The third part was a follow-up study, which was a questionnaire survey.

3.3, τα ισοδύναμα κυκλώματα των τρανζίστορ M1 και M2 απλοποιούνται σε δύο απλές αγωγιμότητες, με τιμές $G_s \triangleq G_{md1}$ στην πλευρά της πηγής και $G_d \triangleq G_{ms2}$ από την πλευρά της υποδοχής. Δεδομένου ότι η ΔR μπορεί προφανώς να αγνοηθεί σε σχέση με τη σύνδεση σε σειρά του G_s και G_d , η διακύμανση του ρεύματος υποδοχής δI_{nD} δίνεται από τη σχέση

$$\delta I_{nD} = G_{ch} \Delta R \delta I_n, \quad (3.1)$$

όπου η αγωγιμότητα G_{ch} προκύπτει από τη σειριακή σύνδεση των G_s και G_d

$$\frac{1}{G_{ch}(x)} \triangleq \frac{1}{G_s(x)} + \frac{1}{G_d(x)}. \quad (3.2)$$



Σχήμα 3.3 Ισοδύναμο κύκλωμα δυο τρανζίστορ για τον υπολογισμό θορύβου χαμηλής συχνότητας

Πρέπει να σημειώσουμε ότι οι δύο G_s και G_d και συνακόλουθα η G_{ch} εξαρτώνται από τη θέση x της τοπικής πηγής θορύβου. Η πηγή θορύβου δI_n εξαρτάται επίσης από τη θέση x κατά μήκος του καναλιού και θα μπορούσε επίσης να εξαρτάται από τη συχνότητα (για

παράδειγμα κατά την εξέταση του $1/f$ θορύβου). Το PSD της διακύμανσης του ρεύματος υποδοχής που οφείλεται στο θόρυβο με πηγή ρεύματος δI_n δίδεται από τη σχέση

$$S_{\delta I_{nD}^2}(\omega, x) = G_{ch}^2(x) \Delta R^2(x) S_{\delta I_n^2}(\omega, x). \quad (3.3)$$

Το PSD του συνολικού θορύβου της διακύμανσης του ρεύματος στην υποδοχή $S_{\Delta I_{nD}^2}$ οφείλεται σε όλα τα διαφορετικά τμήματα κατά μήκος του καναλιού και εξάγεται αθροίζοντας τις στοιχειώδεις συνεισφορές τους $S_{\delta I_{nD}^2}$ υποθέτοντας ότι η συμβολή του κάθε κομματιού σε διάφορες θέσεις κατά μήκος του καναλιού παραμένουν ασυσχέτιστες. Αυτό γίνεται με την ολοκλήρωση των στοιχειωδών συνεισφορών πάνω από το κανάλι από την πηγή στην υποδοχή:

$$S_{\Delta I_{nD}^2}(\omega) = \int_0^L G_{ch}^2(x) \Delta R^2(x) \frac{S_{\delta I_n^2}(\omega, x)}{\Delta x} dx. \quad (3.4)$$

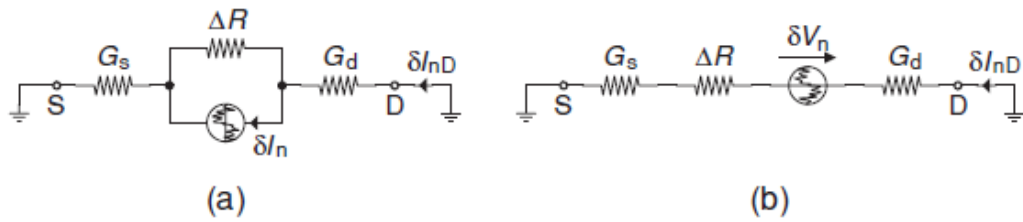
Πρέπει να σημειώσουμε ότι η $S_{\delta I_{nD}^2}$ πρέπει να διαιρεθεί με το Δx για να αναπαριστά τη συμβολή της πηγής ρεύματος θορύβου ανά μονάδα μήκους.

Όπως εξηγήθηκε παραπάνω, έχουμε επιλέξει να αναπαριστούμε την πηγή θορύβου από μια πηγή ρεύματος (Πηγή Norton), παράλληλα με τη στοιχειώδη ενότητα, διότι είναι πιο κοντά στη φυσική προέλευση του θορύβου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4, ασφαλώς και μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε επίσης ισοδύναμο θορύβου πηγής τάσης (Thevenin ισοδύναμο) που ορίζεται από:

$$\delta V_n = \Delta R \delta I_n \quad (3.5)$$

Και για το PSD έχουμε:

$$S_{\delta V_n^2}(\omega, x) = \Delta R^2 S_{\delta I_n^2}(\omega, x) \quad (3.6)$$



Σχήμα 3.4 Δυο ισοδύναμα κυκλώματα για τα τρανζίστορ: (α) χρησιμοποιώντας την πηγή ρεύματος θορύβου του σχ. 3.3 (β) κύκλωμα με ισοδύναμη πηγή τάσης θορύβου

Η διακύμανση του ρεύματος της υποδοχής που οφείλεται στο δV_n δίνεται από:

$$S_{\delta I_{nD}}(\omega, x) = G_{ch}^2(x) S_{\delta V_n^2}(\omega, x) \quad (3.7)$$

Αν οι πηγές ρεύματος θορύβου δI_n είναι χωρικά ασυσχέτιστες, θα είναι και οι πηγές τάσης θορύβου δV_n , οπότε η (3.4) γίνεται:

$$S_{\delta I_{nD}^2}(\omega) = \int_0^L G_{ch}^2(x) \frac{S_{\delta V_n^2}(\omega, x)}{\Delta x} dx \quad (3.8)$$

3.2.2 Απλοποίηση μακριού καναλιού

Η διαγωγιμότητα G_{ch} δεν είναι τίποτα άλλο παρά η διαγωγιμότητα G_{ch} στο σημείο x . Αν η κινητικότητα θεωρηθεί σταθερή τότε δίνεται από τη σχέση:

$$G_{ch} = \frac{dI_D}{dV} = \mu(-Q_i) \frac{W}{L} = G_{spec} q_i \quad (3.9)$$

Όπου $G_{spec} = I_{spec}/U_T = 2n\beta U_T$. Η αντίσταση ΔR ενός τομέα, πάλι υποθέτοντας σταθερή κινητικότητα, δίνεται από:

$$\Delta R = \frac{\Delta V}{I_D} = \frac{\Delta x}{W\mu(-Q_i)} \quad (3.10)$$

Συνδυάζοντας την (3.9) και την (3.10) στην (3.3) παίρνουμε το αποτέλεσμα:

$$S_{\delta I_{nD}^2}(\omega, x) = \left(\frac{\Delta x}{L} \right)^2 S_{\delta I_n^2}(\omega, x) \quad (3.11)$$

Το PSD της ολικής διακύμανσης του ρεύματος υποδοχής δίνεται από:

$$S_{\Delta I_{nD}^2}(\omega) = \int_0^L \left(\frac{\Delta x}{L} \right)^2 \frac{S_{\delta I_n^2}(\omega, x)}{\Delta x} dx = \frac{1}{L^2} \int_0^L \Delta x S_{\delta I_n^2}(\omega, x) dx \quad (3.12)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι το παραπάνω μοντέλο αγνοεί τη χωρητικότητα σύζευξης του θορύβου που παράγεται από το κανάλι ως την πύλη.

3.3 Θερμικός θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος στο τρανζίστορ εκφράζεται μέσα από μια παράμετρο (g_n) που αποτελεί την τιμή της αγωγιμότητας που θα δημιουργούσε τον αντίστοιχο θερμικό θόρυβο, αν η διάταξη ήταν μια κανονική αντίσταση. Η τιμή αυτή επηρεάζεται ιδιαίτερα από φαινόμενα κοντού καναλιού τα οποία έχουν αλληλοακυρωτικό χαρακτήρα. Η παράμετρος g_n υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση :

$$g_n = \frac{2}{\left(1 + \frac{2U_T(q_s - q_d)}{E_c L_{eff}}\right)^2 (q_s + q_d + 1)} \left(\frac{\frac{q_s^2 + q_s q_d + q_d^2}{3} + \frac{U_T^2 i^2}{E_c^2 L_{eff}^2} + \frac{\left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} + 1\right)(q_s - q_d)}{4} + \left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} - 1\right) \frac{U_T i}{2E_c L_{eff}} (q_s + q_d + 1) \ln \frac{q_s + \frac{1}{2} - \frac{U_T i}{E_c L_{eff}}}{q_d + \frac{1}{2} - \frac{U_T i}{E_c L_{eff}}} \right)$$

$$i = q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d$$

$$S_{I_{DS}^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot g_n \cdot \frac{I_{spec}}{U_T}$$

Η παράμετρος E_c έρχεται από το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας κοντού καναλιού. Ο παράγοντας $S_{I_{DS}^2}$ συμβολίζει φάσμα πυκνότητας ισχύος (power spectral density ή PSD) μιας πηγής ρεύματος θορύβου παράλληλα με το κανάλι, ανάμεσα δηλαδή από τους ακροδέκτες source και drain του εσωτερικού μέρους του τρανζίστορ.

Από την άλλη ορίζεται ο παράγοντας δ ως ο λόγος της αγωγιμότητας g_n προς την αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ (g_{ds}), όπως αυτή υπολογίζεται στο $V_{DS}=0V$.

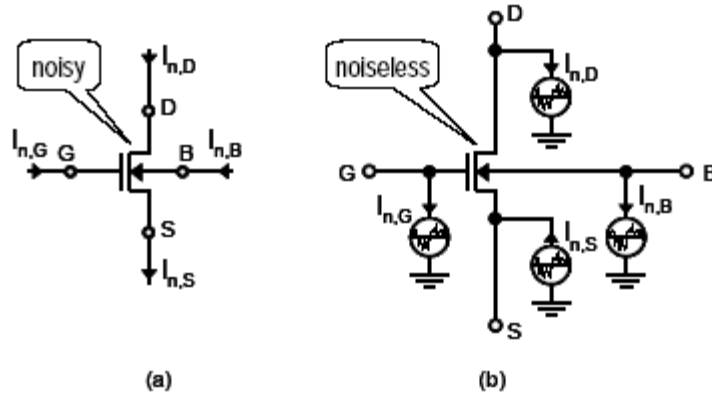
$$\delta \equiv \frac{g_n}{g_{ds}, V_{DS} = 0}$$

Ο παράγοντας δ αποτελεί μία σύγκριση μεταξύ του θερμικού θορύβου της διάταξης σε σχέση με τον θόρυβο που θα εμφανίζοταν στο κανάλι αν λειτουργούσε σαν μία απλή αντίσταση με τιμή $\delta \equiv (g_{ds}, V_{DS} = 0)^{-1}$. Για τα τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού, χωρίς έντονα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας, η τιμή του δ είναι κοντά στη μονάδα για την γραμμική περιοχή και κοντά στα 2/3 στον κορεσμό. Στα τρανζίστορ κοντού καναλιού, η τιμή του δ αυξάνει και πλησιάζει την τιμή 2, τιμή που συμφωνεί με διάφορα πειραματικά δεδομένα.

3.4 Μη στατικός θόρυβος (NQS)

Στην RF περιοχή λειτουργίας ο θερμικός θόρυβος του καναλιού διαπερνά την πύλη μέσω της χωρητικής σύνδεσης του καναλιού με αυτήν. Όσο αυξάνει η συχνότητα ο θόρυβος στην πύλη γίνεται όλο και πιο σημαντικός, καθώς η τιμή του αποδεικνύεται ότι είναι ανάλογη της συχνότητας, ενώ ο θερμικός θόρυβος του καναλιού δεν εξαρτάται από την συχνότητα. Πέραν του θορύβου στην πύλη, εμφανίζεται συμμετρικά και θόρυβος στο υπόστρωμα., αλλά σε μικρότερο βαθμό. Δεδομένης της φυσικής σύνδεσης μεταξύ των θορύβων της πύλης και του καναλιού, αποδεικνύεται και μαθηματικά η συσχέτιση τους [2].

Από τη θεωρία θορύβου για πολύθυρα δίκτυα είναι γνωστό ότι κάθε θύρα απαιτεί τη δική της πηγή θορύβου που μπορεί να είναι είτε μια πηγή τάσης είτε μια πηγή ρεύματος. Το MOS τρανζίστορ είναι μια συσκευή τεσσάρων ακροδεκτών γιαυτό και απαιτεί τέσσερις πηγές θορύβου όπως φαίνεται στο σχήμα 3.5. Πηγές ρεύματος έχουν επιλεχθεί μιας και όλη η ανάλυση γίνεται χρησιμοποιώντας τις Υ-παραμέτρους. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.5 b) το θορυβώδες MOS τρανζίστορ του σχήματος 3.5 a) μπορεί να αντικατασταθεί από ένα μη θορυβώδες τρανζίστορ και τέσσερις επιπλέον πηγές θορύβου $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ που έχουν πυκνότητες φάσματος ισχύος (PSD) $S_{I_D^2}$, $S_{I_S^2}$, $S_{I_G^2}$, $S_{I_B^2}$. Αφού ο θόρυβος που εμφανίζεται σε κάθε ακροδέκτη παράγεται από την ίδια πηγή θερμικού θορύβου στο κανάλι, οι θορυβώδεις πηγές ρεύματος $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ συσχετίζονται. Αυτή η συσχέτιση υπολογίζεται από τις cross πυκνότητες φάσματος ισχύος (CPSD) $S_{I_k I_l^*}$ με $k \neq l \in \{D, S, G, B\}$.



Σχ 3.5 Θορυβώδες MOS τρανσίστορ και b) Μη θορυβώδες MOS τρανσίστορ

Οι παρακάτω σχέσεις περιγράφουν ποσοτικά τα μεγέθη αυτά:

$$S_{I_D}^2 = 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \frac{4q_s^2 + 4q_s q_d + 4q_d^2 + 3q_s + 3q_d}{6(q_s + q_d + 1)}$$

$$S_{I_S}^2 = S_{I_D}^2$$

$$S_{I_G}^2 = 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \left(\frac{\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \right)^2 \frac{\left[\begin{array}{l} 16q_s^4 + 80q_s^3 q_d + 168q_s^2 q_d^2 + 80q_s q_d^3 + 16q_d^4 + \\ + 57q_s^3 + 213q_s^2 q_d + 213q_s q_d^2 + 57q_d^3 + \\ + 66q_s^2 + 138q_s q_d + 66q_d^2 + 22.5q_s + 22.5q_d \end{array} \right]}{540n^2(q_s + q_d + 1)^5}$$

$$S_{I_B}^2 = S_{I_G}^2 \cdot (n - 1)^2$$

$$S_{I_G I_D}^* = 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \frac{j\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \frac{(q_s - q_d)(q_s^2 + 4q_s q_d + q_d^2 + 3q_s + 3q_d + \frac{3}{2})}{18n(q_s + q_d + 1)^3}$$

$$S_{I_G I_S}^* = S_{I_G I_D}^*$$

$$c_{I_G I_D} = \frac{S_{I_G I_D}^*}{\sqrt{S_{I_G}^2 S_{I_D}^2}}$$

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η τιμή της συσχέτισης $C_{I_G I_D}$, η οποία είναι κοντά στα 0.4j.

3.5 Θόρυβος βολής (shot Noise)

Η τελευταία πηγή θορύβου που εμφανίζεται στα MOS τρανζίστορ είναι ο θόρυβος βολής που σχετίζεται με το ρεύμα διαρροής της πύλης. Η τιμή του είναι ανάλογη με το ρεύμα διαρροής, όπως φαίνεται και από την παρακάτω σχέση.

$$S_{I_G^2, sh} = 2 \cdot q \cdot I_G$$

3.6 Flicker θόρυβος

3.6.1 Περιγραφή

Όπως υποδηλώνει η ονομασία του, ο flicker ή 1/f θόρυβος χαρακτηρίζεται από μια PSD που είναι αντιστρόφως ανάλογη προς τη συχνότητα. Κατά συνέπεια, κατά κύριο λόγο κυριαρχεί σε χαμηλές συχνότητες, κάτω από τη λεγόμενη γωνιακή συχνότητα f_k που ορίζεται η συχνότητα στην οποία ο 1/f θόρυβος συνεισφέρει ίσα με τον θερμικό θόρυβο στην συνολική PSD θορύβου.

Επειδή ο 1/f θόρυβος διαβαθμίζεται αντιστρόφως ανάλογα προς την περιοχή της πύλης, καθίσταται σημαντικό ζήτημα για το σχεδιασμό αναλογικών IC σε βαθιές (deep) και ultradeep submicron συσκευές. Γωνιακή συχνότητα μερικών δεκάδων megahertz είναι τώρα συνηθισμένο γεγονός και ως εκ τούτου τα χαμηλής συχνότητας αναλογικά κυκλώματα κυριαρχούνται εντελώς από τον θόρυβο 1/f. Υπάρχουν τεχνικές για τη μείωση ή ακόμα και την εξαφάνιση αυτού του θορύβου.

Το πιο προφανές είναι η μεταβολή του μεγέθους της περιοχής της πύλης, προκειμένου να να μειωθεί η γωνιακή συχνότητα σε μια αποδεκτή τιμή. Αυτό γίνεται με την επιβάρυνση των υψηλότερων χωρητικοτήτων, που απαιτούν μεγαλύτερη διαγωγιμότητα, και συνεπώς μεγαλύτερο ρεύμα για την ίδια χαρακτηριστική συχνότητα. Άλλες τεχνικές κυκλώματος, όπως η chopper stabilization και η συσχετισμένη διπλή δειγματοληψία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εξάλειψη του 1/f θορύβου.

Υπάρχουν βασικά δύο κύριες αιτίες για τον 1/f θόρυβο [5]. Η πρώτη οφείλεται στις διακυμάνσεις των φορέων του ανάστροφου φορτίου, λόγω της παγίδευσης σε παγίδες που βρίσκονται στο οξειδίο, κοντά στη Si-SiO₂ διεπαφή, ενώ η δεύτερη προέρχεται από τις διακυμάνσεις της κινητικότητας των φορέων. Κάθε μία από αυτές τις αιτίες θα παρουσιαστούν παρακάτω.

3.6.2 Διακυμάνσεις του αριθμού των φορέων (Mc Worth Model)

Ο flicker θόρυβος λόγω των διακυμάνσεων του φορέα προέρχεται από τις διακυμάνσεις των φορτίων αναστροφής κοντά στην διεπαφή Si-SiO₂ που οφείλεται στις αυξομειώσεις του φορτίου του οξειδίου της διεπαφής που προκύπτουν από την δυναμική παγίδευση/αποπαγίδευση των φορέων κινητικότητας από το κανάλι μέσα σε σύνορα παγίδων [5][6][7].

Θεωρώντας πάλι ένα τμήμα του καναλιού που περιλαμβάνεται μεταξύ $x + \Delta x$, το ρεύμα στη θέση x δίνεται από:

$$I_D = WqN(x)\mu \frac{dV}{dx}$$

όπου $N(x) = Q_i(x)/q$ είναι ο αριθμός των φορέων ανά μονάδα επιφάνειας. Αν ένας αριθμός φορέων παγιδευτεί σε μια θέση x , η σχετική διακύμανση του ρεύματος τότε δίνεται από:

$$\frac{\delta I_D(x)}{I_D} = \frac{\delta N}{N} + \frac{\delta \mu}{\mu} \quad (3.13)$$

όπου ο όρος της διακύμανσης της κινητικότητας προκαλείται από την επίδραση της παγίδευσης με το μηχανισμό τη διασποράς. Η κινητικότητα που επηρεάζεται από τον μηχανισμό της παγίδευσης, εξαρτάται ως εκ τούτου, από τον αριθμό των παγιδευμένων φορτίων ανά μονάδα επιφανείας N_t σύμφωνα με το [5]

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_0} + \tilde{\alpha}_c N_t = \frac{1}{\mu_0} + \alpha_c |Q_t| \quad (3.14)$$

Όπου $Q_t = -qN_t$ είναι η πυκνότητα του παγιδευμένου φορτίου και $\alpha_c = \tilde{\alpha}/q$ είναι ο Coulomb συντελεστής σκέδασης (Coulomb scattering) ο οποίος είναι περίπου 10^4 Vs / C για τα ηλεκτρόνια και 10^5 Vs / C για τις οπές στο πυρίτιο. Κατά συνέπεια, το α_c είναι περίπου $1,6 \times 10^{-15}$ Vs για τα ηλεκτρόνια και $1,6 \times 10^{-14}$ Vs για τις οπές στο πυρίτιο. Παίρνοντας υπόψη αυτό το μηχανισμό διασκορπισμού, η (3.13) μπορεί να ξαναγραφεί ως:

$$\frac{\delta I_D(x)}{I_D} = \left(\frac{1}{N} \frac{dN}{dN_t} + \frac{1}{\mu} \frac{d\mu}{dN_t} \right) \delta N_t = \left(\frac{1}{N} \frac{dN}{dN_t} - \tilde{\alpha}_c \mu \right) \delta N_t \quad (3.15)$$

Μπορούμε να συσχετίσουμε το δN και το δN_t θεωρώντας ότι η δQ_t διακύμανση της πυκνότητας των παγιδευμένων φορτίων προκαλεί μια μεταβολή $\delta \Psi_s$ του δυναμικού επιφανείας η οποία παράγει μια αλλαγή όλων των φορτίων που εξαρτώνται άμεσα από τη Ψ_s , δηλαδή του ανάστροφου φορτίου, του φορτίου απογύμνωσης, καθώς και του φορτίου της πύλης. Αυτές οι μεταβολές γίνονται σύμφωνα με την αρχή της διατήρησης του φορτίου, με αποτέλεσμα [22]

$$\delta Q_g + \delta Q_b + \delta Q_i = -\delta Q_t \quad (3.16)$$

όπου δQ_g , δQ_b , και δQ_i είναι οι διακυμάνσεις που προκλήθηκαν τις διακυμάνσεις της πύλης, της υποδοχής, και του ανάστροφου φορτίου. Μπορούν να συνδεθούν με τη διακύμανση του δυναμικού επιφανείας $\delta \Psi_s$ σύμφωνα με το [22]

$$\delta Q_g = -C_{ox} \delta \Psi_s, \quad (3.17a)$$

$$\delta Q_b = -C_b \delta \Psi_s, \quad (3.17b)$$

$$\delta Q_i = -C_i \delta \Psi_s. \quad (3.1c)$$

Επομένως έχουμε

$$R \triangleq \frac{\delta N}{\delta N_t} = \left| \frac{\delta Q_i}{\delta Q_t} \right| = \frac{C_i}{C_i + C_{ox} + C_d} \quad (3.18)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση $Q_i \sim \exp(\Psi_s - \Phi_F - V)/U_T$ [5] και υποθέτοντας ότι η V είναι σταθερή, η C_i απλοποιείται σε $C_i = -Q_i/U_T$ και τότε

$$R \cong \frac{Q_i}{Q_i + Q^*} = \frac{N}{N + N^*} \quad (3.19)$$

όπου $Q_i = qN$ και

$$Q^* = -qN^* = -U_T C_{ox} \left(1 + \frac{C_d}{C_{ox}} \right) \quad (3.20)$$

όπου $C_d = -dQ_b/d\Psi_s$ η χωρητικότητα της περιοχής απογύμνωσης. Από την εξίσωση $n = n_w = (C_{ox} + C_d)/C_{ox}$ (μόνο για ασθενή αναστροφή), ο όρος $1 + C_d/C_{ox}$ (3.20) είναι στην πραγματικότητα η κλίση n_w στην ασθενή αναστροφή που είναι κατά προσέγγιση, ίση με την κλίση n . Η εξίσωση (3.20) τότε απλοποιείται στην [5]:

$$Q^* \cong -nU_T C_{ox} = \frac{Q_{spec}}{2} \quad (3.21)$$

όπου $Q_{spec} = -2nU_T C_{ox}$. Τότε η εξίσωση (3.19) γίνεται:

$$R = \frac{\delta N}{\delta N_t} \cong \frac{Q_i}{Q_i + Q_{spec}/2} = \frac{q_i}{q_i + 1/2} \quad (3.22)$$

Χρησιμοποιώντας την (3.22) η σχετική διακύμανση του τοπικού ρεύματος(3.15) μπορεί να γραφτεί ως:

$$\frac{\delta I_D(x)}{I_D} = \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + \alpha\mu \right) \frac{\delta N_t}{N_{spec}} \quad (3.23)$$

όπου $N_{spec} = -Q_{spec}/q = 2kT_n C_{ox}/q^2$ και $a = a_c(-Q_{spec}) = \tilde{a} * N_{spec}$ είναι ένας συντελεστής που σχετίζεται με τον συντελεστή σκέδασης Coulomb.

Η αντίστοιχη PSD της τοπικής πηγής ρεύματος θορύβου δI_n κανονικοποιείμνη με το τετράγωνο του dc ρεύματος δίνεται από:

$$\left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + \alpha\mu \right)^2 \frac{S_{\delta N_t^2}}{N_{spec}^2} \quad (3.24)$$

Η PSD της διακύμανσης της πυκνότητας του παγιδευμένου φορτίου $S_{\delta N_t^2}$ εξαρτάται κυρίως από τον μηχανισμό παγίδευσης μέσα στο οξειδίο. Για τη διαδικασία του tunneling, η πιθανότητα παγίδευσης μειώνεται εκθετικά με την απόσταση από την διεπαφή Si-SiO₂ μέχρι μέσα στο οξειδίο. Η διακύμανση της πυκνότητας του παγιδευμένου φορτίου PSD ορίζεται στη συνέχεια από το

$$S_{\delta N_t^2} = \frac{kT\lambda N_T}{W \Delta x f} \quad (3.25)$$

όπου f είναι η συχνότητα, λ είναι η εξασθενούμενη απόσταση του tunneling (~0.1 nm), και N_T η ογκομετρική πυκνότητα παγίδευσης του οξειδίου ανά μονάδα ενέργειας σε eV⁻¹ * m⁻³ που είναι πολύ κοντά στο ενεργειακό επίπεδο του Fermi. Το N_T παράγεται από τις μετρήσεις και τυπικά κυμαίνεται από 10⁻¹⁷ έως 10⁻¹⁶ eV⁻¹ * m⁻³.

Η διακύμανση του ρεύματος υποδοχής που οφείλεται σε ένα στοιχειώδες κομμάτι δίνεται τότε από την (3.3):

$$\begin{aligned} \left. \frac{S_{\delta I_{gd}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} &= G_{ch}^2 \Delta R^2 \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \left(\frac{\Delta x}{L} \right)^2 \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} \\ &= \left(\frac{\Delta x}{L} \right)^2 \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + \alpha\mu \right)^2 \frac{S_{\delta N_t^2}}{N_{spec}^2}, \end{aligned} \quad (3.26)$$

όπου υποθέτουμε ότι η κινητικότητα είναι σταθερή. Τελικά, η σχετική PSD της συνολικής διακύμανσης του ρεύματος υποδοχής, παράγεται από την ολοκλήρωση σύμφωνα με την (3.12):

$$\left. \frac{S_{\Delta I_{\text{nb}}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \frac{1}{L^2} \int_0^L \Delta x \left. \frac{S_{\delta I_{\text{a}}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} dx = S_D|_{\Delta N} K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N} \quad (3.27)$$

Με

$$S_D|_{\Delta N} \triangleq \frac{q^4 \lambda N_T}{kT W L n^2 C_{\text{ox}}^2 f} \quad (3.28)$$

Αν υποθέσουμε ότι το $S_D|_{\Delta N}$ εξαρτάται μόνο από την ασθενή πόλωση, η εξάρτηση της πόλωσης αντιπροσωπεύεται από τον παράγοντα (unitless) $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ που ορίζεται από:

$$\begin{aligned} K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N} &\triangleq \frac{1}{4} \int_0^1 \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + \alpha\mu \right)^2 d\xi \\ &= \frac{1}{4i_d} \int_{q_d}^{q_s} \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + \alpha\mu \right)^2 (2q_i + 1) dq_i \\ &= \frac{1}{2i_d} \ln \left(\frac{1 + 2q_s}{1 + 2q_d} \right) + \frac{\alpha\mu}{1 + q_s + q_d} + \left(\frac{\alpha\mu}{2} \right)^2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

με $\xi = x/L$ και $i_d = q_s^2 - q_d^2 = q_s - q_d = (q_s - q_d)(1 + q_s + q_d)$

Ο παράγοντας $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ σχεδιάζεται ως προς τον δείκτη αναστροφής στην λειτουργία του κορεσμού (σχήμα 3.4(a)) για δυο τιμές του παράγοντα αμ. Η τιμή αμ=0.4 που χρησιμοποιείται στο σχήμα 3.4 έχει προκύψει από τον πίνακα 3.1.[23]

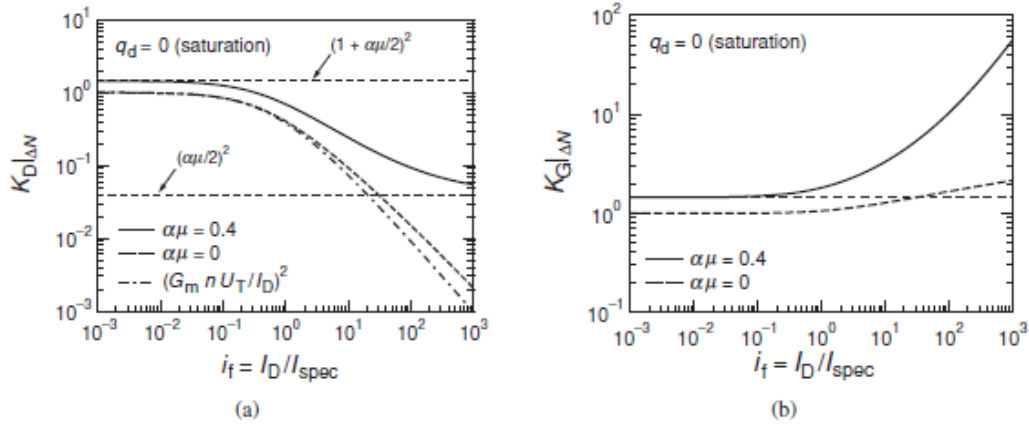
Σε πολύ ισχυρή αναστροφή ο $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ γίνεται περίπου

$$K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N} \cong \left(\frac{\alpha\mu}{2} \right)^2 \quad \text{for } q_s, q_d \gg 1. \quad (3.30)$$

ενώ σε ασθενή αναστροφή ο $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ γίνεται

$$K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N} \cong \left(1 + \frac{\alpha\mu}{2} \right)^2 \quad \text{for } q_s, q_d \ll 1 \quad (3.31)$$

ο οποίος είναι ίσος με τη μονάδα όταν η διακύμανση της κινητικότητας που παράγεται από το μηχανισμό της παγίδευσης των φορέων, μπορεί να αγνοηθεί (δηλαδή για α=0).



Σχήμα 3.6 Παράγοντες εξαρτώμενοι από την πόλωση $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ και $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ ως προς τον δείκτη αναστροφής i_f σε κορεσμό για $n=1/2$

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6 (a), η συμπεριφορά του $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την τιμή του $\alpha\mu$. Για τιμές του $\alpha\mu$ κοντά στην μονάδα, το $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ αρχίζει να εισέρχεται σε κορεσμό στην τιμή $(\alpha\mu/2)^2$ σε πολύ ισχυρή αναστροφή. Από την άλλη πλευρά, για μικρές τιμές του $\alpha\mu$, το σχήμα 3.6 (a) δείχνει ότι $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ είναι πολύ κοντά στο τετράγωνο της κανονικοποιημένης G_m/I_D καμπύλης.

Για το σχεδιασμό κυκλωμάτων, είναι πιο πολύ χρήσιμο να αναφερόμαστε για το PSD του flicker θορύβου στην πύλη, διαιρώντας το $S_{\Delta I_{nd}^2}|_{\Delta N}$ με το G_m^2 με αποτέλεσμα:

$$\begin{aligned} S_{\Delta V_G^2}|_{\Delta N} &\triangleq \frac{S_{\Delta I_{nd}^2}|_{\Delta N}}{G_m^2} = S_D|_{\Delta N} K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N} \left(\frac{I_D}{G_m} \right)^2 \\ &= S_G|_{\Delta N} K_G(q_s, q_d)|_{\Delta N}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

όπου

$$S_G|_{\Delta N} \triangleq \frac{q^2 kT \lambda N_T}{W L C_{ox}^2 f} \quad (3.33)$$

Υποθέτοντας πάλι ότι το $S_G|_{\Delta N}$ εξαρτάται μόνο από την ασθενή πόλωση, η εξάρτηση της πόλωσης αντιπροσωπεύεται από τον παράγοντα $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ που καθορίζεται από τη σχέση:

$$K_G(q_s, q_d)|_{\Delta N} \triangleq (1 + q_s + q_d)^2 K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N} \quad (3.34)$$

Ο εξαρτώμενος από την πόλωση όρος $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ σχεδιάζεται ως συνάρτηση του δείκτη αναστροφής στον κορεσμό στο σχήμα 3.6 (b) για τις ίδιες τιμές του $\alpha\mu$ που χρησιμοποιούνται στο σχήμα 3.6 (a). Όπως εξηγήθηκε παραπάνω, όταν ο όρος συσχέτισης

αμ είναι πολύ μικρότερος από 1, το $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ είναι περίπου ίσο με $(G_m n U_T / I_D)^2$ σε κορεσμό και άρα το $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta N}$ είναι μόνο εξαρτούμενο από την ασθενή πόλωση. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6 (b), για $a=0$, αλλάζει περίπου μόνο κατά έναν παράγοντα, από 2 έως 6 δεκάδες του ρεύματος. Αυτό δεν ισχύει πλέον στην περίπτωση που το αμ πλησιάζει πιο κοντά στο 1. Στην περίπτωση αυτή, ο flicker θόρυβος που αναφέρεται στην πύλη αρχίζει να αυξάνεται σημαντικά στην ισχυρή αναστροφή. Στο σχήμα 3.6 (b) επίσης φαίνεται ότι ο flicker θόρυβος που αναφέρεται στην πύλη στον κορεσμό, λόγω της διακύμανσης του αριθμού αυτού, είναι ελάχιστος στην ασθενή αναστροφή.

3.6.3 Πλήρες μοντέλο των διακυμάνσεων του αριθμού των φορέων

Για να ολοκληρώσουμε τη μελέτη μας όσον αφορά το McWhorter μοντέλο, πρέπει να προχωρήσουμε και με την επίδραση κάποιων φαινομένων που συναντώνται σε τρανζίστορ κοντού καναλιού και αυτά είναι το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας (velocity saturation) και το φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού (channel length modulation) [8][13][14]. Τα φαινόμενα αυτά έχουν ως συνέπεια τη μείωση της κινητικότητας όσο πηγαίνουμε σε ισχυρότερη αναστροφή και τη μείωση του μήκους καναλιού όταν έχουμε να κάνουμε με διατάξεις κοντού μήκους. Να τονίσουμε εδώ ότι κανένας προσομοιωτής flicker θορύβου δεν περιλαμβάνει αυτά τα φαινόμενα μέχρι στιγμής.

Ξεκινάμε την ανάλυση σημειώνοντας ότι το EKV3 μοντέλο όσον αφορά το DC κομμάτι του περιλαμβάνει αυτά τα φαινόμενα με αποτέλεσμα τα ρεύματα και όλα τα υπόλοιπα DC μεγέθη όπως κινητικότητα, μήκος καναλιού και άλλα να υπολογίζονται σωστά ανάλογα με την πόλωση και τη γεωμετρία. Έτσι το κανονικοποιημένο ρεύμα δεν υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο που είδαμε και παραπάνω $i_d = (q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)$ αλλά από τον εξής:

$$i_d = \frac{(q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)}{(1 + \lambda_C (q_s - q_d))} \quad (3.35)$$

Το λ_C είναι ένας συντελεστής που ισούται με:

$$\lambda_C = \frac{2U_T}{E_{crit} (L_{eff} - \Delta L_{clm})} \quad (3.36)$$

Όπου L_{eff} είναι το μήκος καναλιού όπως αυτό διαμορφώνεται χωρίς την επίδραση του CLM ενώ το ΔL_{clm} αποτελεί την μείωση του μήκους καναλιού σε short τρανζίστορ εξαιτίας του CLM. Το E_{crit} είναι η τιμή του ηλεκτρικού πεδίου κάτω από την οποία το φαινόμενο velocity saturation αρχίζει να επιδρά στην κινητικότητα. Όπως θα δούμε παρακάτω, εύκολα μέσω του EKV3 μοντέλου μπορούμε να υπολογίζουμε τις τιμές της κινητικότητας και του μήκους καναλιού για οποιαδήποτε πόλωση ή γεωμετρία και να χρησιμοποιούμε τις τιμές αυτές στον υπολογισμό του 1/f θορύβου. Επίσης για υψηλές τιμές του E_{crit} , όπου το λ_C τείνει στο 0 αποδεικνύεται ότι ισχύουν οι σχέσεις 3.27, 3.28, 3.29. Αυτό εξηγείται φυσικά καθώς όταν το

λ_c είναι 0 σημαίνει ότι το φαινόμενο velocity saturation δεν έχει καμμία επίδραση άρα το τρανζίστορ μας είναι μεγάλου καναλιού. Αντίθετα για $0.05 \leq \lambda_c \leq 0.15$, ο $1/f$ θόρυβος μειώνεται λόγω του velocity saturation σε short τρανζίστορ. Η μέθοδος που χρησιμοποιήθηκε για να καταλήξουμε στις σχέσεις 3.27, 3.28, 3.29 στηρίζεται στην ανάλυση σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού. Έτσι πλέον μπορούμε να πούμε ότι το συνολικό carrier number fluctuation μοντέλο ισούται με:

$$\left. \frac{S_{ID}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \frac{q^4 N_t \lambda}{KTWLn^2 C_{ox}^2 f} K_D \Big|_{\Delta N} \quad (3.37)$$

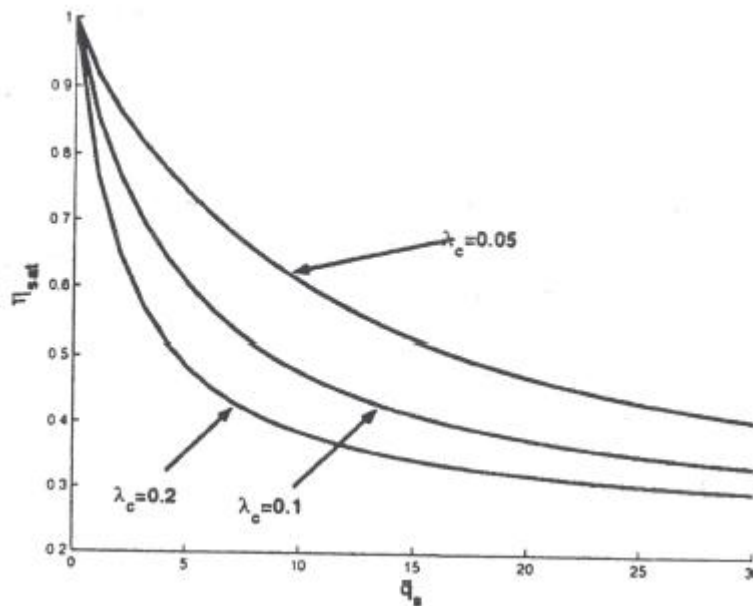
$$K_D \Big|_{\Delta N} = S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_c) + \frac{\alpha \mu}{1 + q_s + q_d} + \left(\frac{\alpha \mu}{2} \right)^2 \quad (3.38)$$

Η κινητικότητα μ στους όρους που έχουν να κάνουν με το Coulomb scattering φαινόμενο περιέχει πλέον και την επίδραση του velocity saturation ενώ ο όρος $S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_c)$ προκύπτει από την ανάλυση της 3.4.2 αφού βέβαια λαμβάνονται υπόψιν πλέον οι επιδράσεις των φαινομένων velocity saturation και CLM μέσω των εξισώσεων 3.35 και 3.36. Άρα έχουμε:

$$S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_c) = \frac{1}{2i_d^2} \frac{(q_s^2 + q_s) - (q_d^2 + q_d)}{(1 + \lambda_c(q_s - q_d))^3} \ln \left(\frac{q_s + 0.5 - \frac{\lambda_c((q_s^2 + q_s) - (q_d^2 + q_d))}{2(1 + \lambda_c(q_s - q_d))}}{q_d + 0.5 - \frac{\lambda_c((q_s^2 + q_s) - (q_d^2 + q_d))}{2(1 + \lambda_c(q_s - q_d))}} \right) \quad (3.39)$$

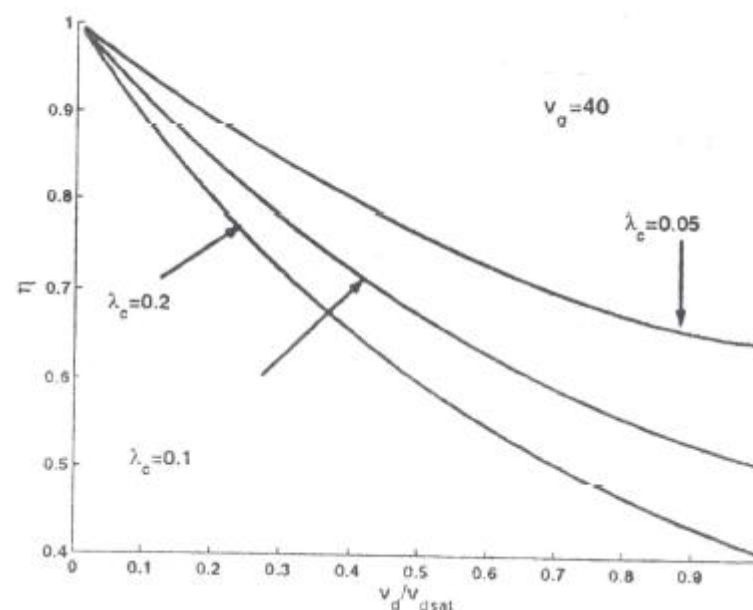
Είναι εμφανές ότι αν στην 3.39 αντικαταστήσουμε το λ_c με μηδέν και άρα ισχύει ότι $i_d = (q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)$, τότε όπως ήταν και αναμενόμενο η 3.39 γίνεται ίση με την 3.29.

Από την παραπάνω ανάλυση είναι εμφανές ότι η μείωση της κινητικότητας μπορεί να επηρεάσει τον θόρυβο μέσω δύο διαφορετικών μηχανισμών. Πρώτα μέσω του λ_c και της επίδρασης του velocity saturation σε short τρανζίστορ και έπειτα με το να ελαττώνεται το μήκος καναλιού μέσω του CLM. Για να γίνει πιο κατανοητή αυτή η διαδικασία ας θεωρήσουμε μια ποσότητα n έτσι ώστε: $n(q_s, q_d, \lambda_c) = S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_c) / S_{i_d^2}(q_s, q_d, 0)$. Στο σχήμα 3.7 βλέπουμε τη γραφική αναπαράσταση του n ως προς το q_s και κατά συνέπεια του επιπέδου αναστροφής αφού $q_s = \frac{u_g - u_{to}}{2n}$ για διάφορες τιμές του λ_c . Το n_{sat} είναι η τιμή του n σε κορεσμό. Τα γραφήματα αποδεικνύουν ότι η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας επηρεάζει σημαντικά τις ιδιότητες του θορύβου.



Σχήμα 3.7 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στο PSD του θορύβου σε κορεσμό. Είναι εμφανές ότι αν η μείωση της κινητικότητας δεν λαμβάνεται υπόψιν τότε ο θόρυβος υπολογίζεται περισσότερος απ'ότι είναι στην πραγματικότητα.

Στο σχήμα 3.8, μελετάμε την επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στην εξάρτηση του θορύβου από την τάση στο drain. Φαίνεται ξεκάθαρα ότι αγνοώντας την επίδραση της μείωσης της κινητικότητας, ο θόρυβος μπορεί να υπολογιστεί παραπάνω από ότι είναι κατά ένα παράγοντα 2-3.



Σχήμα 3.8 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στην εξάρτηση του θορύβου από την τάση στο drain. Όπως ήταν αναμενόμενο, η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας γίνεται πιο έντονη όσο η τάση στο drain αυξάνεται.

3.6.4 Διακύμανσεις της κινητικότητας(Hooge Model)

Στο μοντέλο του Hooge [5][15], ο θόρυβος του ρεύματος της υποδοχής προκύπτει από τη διακύμανση της κινητικότητας των φορέων. Η PSD της τοπικής πηγής ρεύματος θορύβου, ενός στοιχειώδους τομέα δίνεται από

$$\left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = \frac{\alpha_H q}{W \Delta x (-Q_i) f} \quad (3.35)$$

όπου α_H είναι η παράμετρος Hooge η οποία είναι καθαρός αριθμός και έχει τιμές από 10^{-14} έως 10^{-16} . Υποθέτοντας μια σταθερή μέση κινητικότητα, η διακύμανση του ρεύματος της πηγής εξαιτίας των στοιχειωδών τομέων του καναλιού δίνεται από τη σχέση (3.11):

$$\left. \frac{S_{\delta I_{nb}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = \left(\frac{\Delta x}{L} \right)^2 \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = \frac{\Delta x \alpha_H q}{W L^2 (-Q_i) f} \quad (3.36)$$

Η PSD της συνολικής διακύμανσης του ρεύματος της πηγής δίνεται τότε από:

$$\left. \frac{S_{\Delta I_{nb}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = S_D|_{\Delta\mu} K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \quad (3.37)$$

με

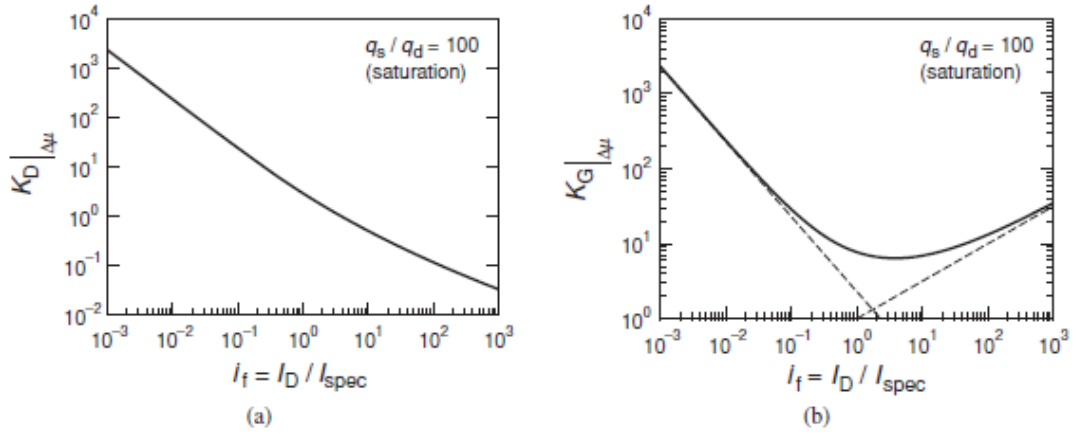
$$S_D|_{\Delta\mu} \triangleq \frac{\alpha_H q^2}{kT W L n C_{ox} f} \quad (3.38)$$

όπου στο $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ αποδίδεται η εξάρτηση της πόλωσης και ορίζεται από:

$$\begin{aligned} K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} &\triangleq \int_0^1 \frac{d\xi}{2q_i(\xi)} = \frac{1}{i_d} \int_{q_d}^{q_s} \left(1 + \frac{1}{2q_i} \right) dq_i = \\ &= \frac{1}{i_d} \left[q_s - q_d + \frac{1}{2} \ln \left(\frac{q_s}{q_d} \right) \right] \\ &= \frac{1}{1 + q_s + q_d} \left[1 + \frac{\ln(q_s/q_d)}{2(q_s - q_d)} \right]. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Ο εξαρτημένος από την πόλωση παράγοντας $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ σχεδιάζεται ως προς τον δείκτη αναστροφής στον κορεσμό (δηλαδή υποθέτοντας μια σταθερή αναλογία $q_s/q_d=100$) (σχήμα 3.9(a)). Στην ασθενή αναστροφή, το $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ δίνεται κατά προσέγγιση από:

$$K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \cong \frac{\ln(q_s/q_d)}{2(q_s - q_d)} = \frac{\ln(i_f/i_r)}{2i_d} = \frac{V_{DS}/U_T}{2i_d} \quad (3.40)$$



Σχήμα 3.9 Οι εξαρτημένοι παράγοντες από την πόλωση $K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ και $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ ως προς τον δείκτη αναστροφής I_f στον κορεσμό (δηλαδή για $q_s/q_d=100$)

ενώ σε ισχυρή αναστροφή, δίνεται από:

$$K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \cong \frac{1}{q_s + q_d} = \frac{1}{\sqrt{I_f} + \sqrt{I_r}} \quad (3.41)$$

Για το PSD του flicker θορύβου στην πύλη, διαιρώντας το $S_{\Delta I_{nb}^2}|_{\Delta\mu}$ με το G_m^2 έχουμε:

$$\begin{aligned} S_{\Delta V_G^2}|_{\Delta\mu} &\triangleq \frac{S_{\Delta I_{nb}^2}|_{\Delta\mu}}{G_m^2} = S_D|_{\Delta\mu} K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \left(\frac{I_D}{G_m} \right)^2 \\ &= S_G|_{\Delta\mu} K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}, \end{aligned} \quad (3.42)$$

όπου

$$S_G|_{\Delta\mu} \triangleq \frac{kT n \alpha_H}{W L C_{ox} f} \quad (3.43)$$

και

$$\begin{aligned} K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} &\triangleq (1 + q_s + q_d)^2 K_D(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \\ &= (1 + q_s + q_d) \left[1 + \frac{\ln(q_s/q_d)}{2(q_s - q_d)} \right] \end{aligned} \quad (3.44)$$

Ο εξαρτημένος παράγοντας από την πόλωση $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ σχεδιάζεται ως προς τον δείκτη αναστροφής i_f στον κορεσμό (σχήμα 3.9(b)). Φαίνεται ότι για δεδομένη αναλογία q_s/q_d (ή για δεδομένη τάση V_{DS}), το $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ μειώνεται όπως το $1/i_d$ στην ασθενή αναστροφή

$$K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \cong \frac{\ln(q_s/q_d)}{2(q_s - q_d)} = \frac{\ln(i_f/i_r)}{2i_d} = \frac{V_{DS}/U_T}{2i_d} \quad (3.45)$$

Στην ισχυρή αναστροφή, το $K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu}$ κατά προσέγγιση δίνεται από:

$$K_G(q_s, q_d)|_{\Delta\mu} \cong q_s + q_d = \sqrt{i_f} + \sqrt{i_r} \quad (3.46)$$

και για αυτό μειώνεται όπως το $\sqrt{i_f}$ σε πολύ ισχυρή αναστροφή και σε κορεσμό.

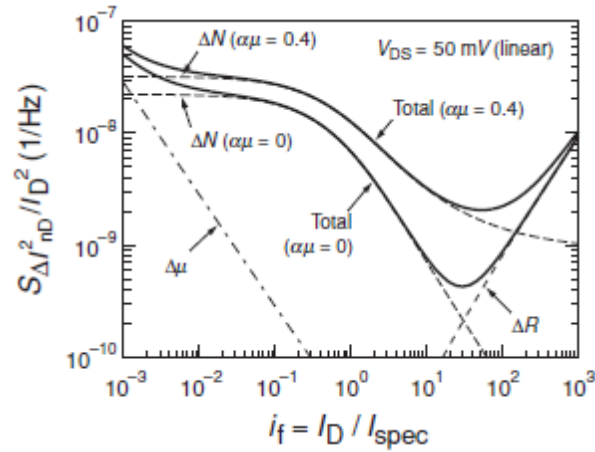
Αντίθετα με το $S_{\Delta V_G^2}|_{\Delta N}$, όπου είναι ελάχιστο στην ασθενή αναστροφή, το σχήμα 3.8(b) δείχνει ότι $S_{\Delta V_G^2}|_{\Delta\mu}$ είναι ελάχιστο στη μέση αναστροφή (σε κορεσμό αλλά και στη γραμμική περιοχή).

3.6.5 Συνολικός i/f θόρυβος στην υποδοχή

Ο συνολικός i/f θόρυβος στην υποδοχή δίνεται από το άθροισμα των συνεισφορών που περιγράφηκαν παραπάνω [5]:

$$\frac{S_{\Delta I_{dB}^2}}{I_D^2} = \frac{S_{\Delta I_{dB}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta N} + \frac{S_{\Delta I_{dB}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta\mu} \quad (3.47)$$

Το $S_{\Delta I_{dB}^2}/I_D^2$ και οι διαφορετικές συνεισφορές που περιγράφηκαν παραπάνω, υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους του πίνακα 3.1 [23]. Τα αποτελέσματα υπολογίστηκαν για $V_{DS} = 50$ mV και σχεδιάζονται ως προς το δείκτη αναστροφής στο σχήμα 3.10.



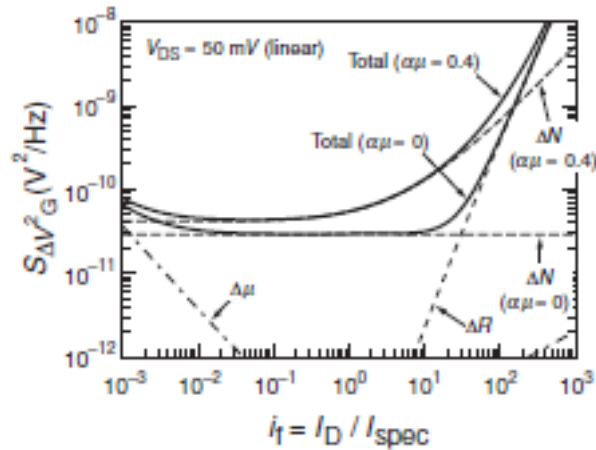
Σχήμα 3.10 Ολική PSD 1/f θορύβου στην υποδοχή,στη γραμμική περιοχή,κανονικοποιημένη με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής,σχεδιασμένη ως προς το δείκτη αναστροφής.

Μπορεί να φανεί ότι η συνεισφορά που προέρχεται από τη διακύμανση του αριθμού των φορέων, επικρατεί σε ένα μεγάλο εύρος πόλωσης (δηλαδή, για $10^{-2} < i_f < 10^2$), ενώ το $S_{\Delta I^2_{nD}} / I_D^2$ κυριαρχείται από τη διακύμανση της κινητικότητας σε πολύ ασθενή αναστροφή (δηλαδή, για $i_f < 10^{-2}$).

Από τη σκοπιά του σχεδιασμού κυκλώματος,είναι πιο ενδιαφέρον να εξετάσουμε το σύνολο του flicker θορύβου που αναφέρεται στην πύλη. Το τελευταίο απεικονίζονται στο Σχήμα 3.10 ως προς το δείκτη αναστροφής χρησιμοποιώντας τις ίδιες παραμέτρους σε σχέση με το Σχήμα 3.9. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω,η συνεισφορά που προέρχεται από τη διακύμανση του αριθμού επικρατεί στη $S_{\Delta V_G^2}$ για i_f από 10^{-2} μέχρι λίγο λιγότερο από 10^2 . Σε αυτό το εύρος και για $\alpha\mu = 0$,η $S_{\Delta V_G^2}$ παραμένει σχεδόν σταθερή. Θα αρχίζει να αυξάνεται δραστικά σε πολύ ισχυρή αναστροφή και τείνει να αυξηθεί επίσης σε πολύ ασθενή αναστροφή.

T [K]	W [μm]	L [μm]	I_{ox} [nm]	μ [$\frac{cm^2}{Vs}$]	n —	I_{spec} [μA]
300	10	0.18	3.5	560	1.4	57.5
V_{DS} [mV]	λ [nm]	N_T [$\frac{1}{eV \cdot cm^2}$]	α_c [$\frac{Vs}{C}$]	f [Hz]	α_H —	$S_{\Delta R^2}$ [$\frac{\Omega^2}{Hz}$]
50	0.1	7.7×10^{17}	10^4	10	10^{-6}	10^{-6}

Πίνακας 3.1 Τυπικές τιμές παραμέτρων [23] που χρησιμοποιούνται στα σχ. 3.10 και 3.11



Σχήμα 3.11 Ολική PSD 1/f θορύβου αναφερόμενη στην πύλη,στη γραμμική περιοχή,σχεδιασμένη ως προς το δείκτη αναστροφής.

Τα δεδομένα που απεικονίζονται στα σχήματα 3.10 και 3.11 αντιστοιχούν σε τρανζίστορ πολωμένα στην γραμμική περιοχή. Μπορεί να αποδειχθεί ότι οι καμπύλες δεν αλλάζουν ριζικά όταν μετακινούμαστε προς τον κορεσμό, εφ' όσον η τάση V_{DS} δεν διατηρείται σταθερή και γίνεται πολύ μεγάλη ώστε να εξασφαλίζεται ο κορεσμός και σε πολύ ισχυρή αναστροφή, καθώς διατρέχουμε τον δείκτη αναστροφής από ασθενή σε ισχυρή αναστροφή. (η απαιτούμενη τάση V_{DS} για την πόλωση του τρανζίστορ σε κορεσμό σε ασθενή αναστροφή είναι μόλις μερικά U_T , το οποίο μπορεί να μην είναι αρκετό για τη διασφάλιση του κορεσμού σε πολύ ισχυρή αναστροφή). Εάν διατηρείται μια συνεχής τάση V_{DS} αρκετά μεγάλη για την πόλωση του τρανζίστορ σε κορεσμό και στην πολύ ισχυρή περιοχή αναστροφής, ο θόρυβος που αναφέρεται στην πύλη αυξάνεται σε ασθενή αναστροφή λόγω της αύξησης του όρου της διακύμανσης της κινητικότητας. Αυτό μπορεί να γίνει κατανοητό από την (3.45) που δείχνει ότι ότι η $S_G|_{\Delta\mu}$ είναι ανάλογη της V_{DS} .

Φυσικά, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα σχήματα 3.10 και 3.11 θα πρέπει να ληφθούν με κάποια επιφύλαξη, δεδομένου ότι εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από τις παραμέτρους της επεξεργασίας που μπορεί να αλλάζουν σημαντικά από τη μία τεχνολογία στην άλλη. Επίσης, το μοντέλο που παρουσιάζεται παραπάνω, καθώς και ο υπολογισμός υποθέτει μια σταθερή μέση κινητικότητα και αγνοεί όλες τις επιδράσεις μικρού καναλιού. Παρ' όλα αυτά, αυτό δίνει μια πρώτη ιδέα για την εξάρτηση από την πόλωση του flicker θορύβου και επιτρέπει να διαπιστωθεί ότι ο flicker θόρυβος είναι ελάχιστος στην περιοχή της μέτριας αναστροφής.

Κεφάλαιο 4

Μοντελοποίηση θορύβου χαμηλής συχνότητας σε τεχνολογία 0.35um.

4.1 Μοντελοποίηση θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3

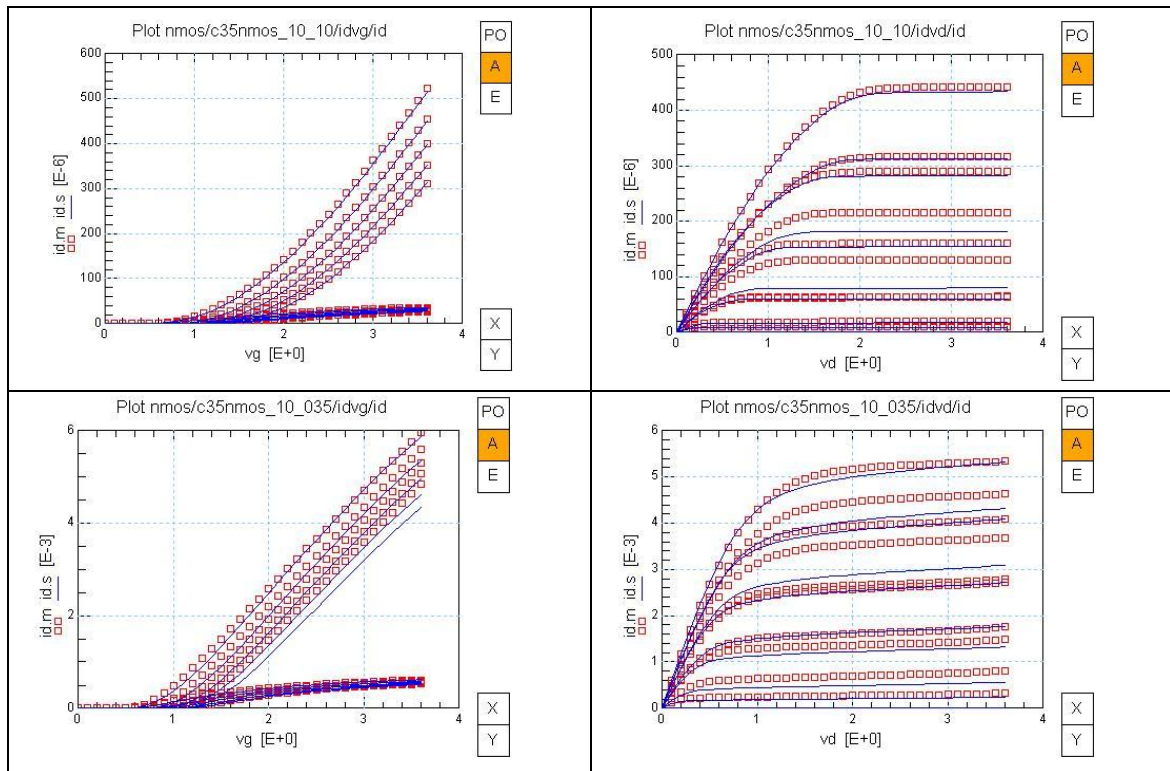
Το EKV3 μοντέλο αποτελεί ένα φυσικό compact μοντέλο το οποίο είναι γραμμένο σε γλώσσα Verilog-A [2][14]. Η ενσωμάτωση του πλήρους θεωρητικού μοντέλου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3 μοντέλο, έγινε από τον Νίκο Μαυρεδάκη στα πλαίσια της μεταπτυχιακής του διατριβής, μιας και όπως έχει προαναφερθεί, μέχρι στιγμής δεν υπήρχε κάποιο compact μοντέλο προσομοίωσης που να το περιέχει.

Πολύ σημαντικό βήμα πριν την εκτέλεση των προσομοιώσεων θορύβου τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις είναι να έχει εξαχθεί σωστά το DC μοντέλο. Στην ουσία να έχουν υπολογιστεί σωστά οι βασικές παραμέτροι του φυσικού μοντέλου φορτίου και ρευμάτων. Αυτό είναι πάρα πολύ σημαντικό για τον εξής λόγο: Είδαμε στην θεωρητική ανάλυση του θορύβου ότι πολλά DC μεγέθη όπως φορτία, ρεύματα, διαγωγιμότητες, μήκος καναλιού, κινητικότητα και άλλα χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό του θορύβου και μάλιστα είναι αυτά που καθορίζουν την εξάρτηση του από την πόλωση και την γεωμετρία. Όταν λοιπόν εμείς θέλουμε να υπολογίσουμε αυτά τα μεγέθη από το DC κομμάτι του EKV3 μοντέλου πρέπει να είμαστε σίγουροι ότι οι τιμές που χρησιμοποιούμε ανταποκρίνονται στην πραγματικότητα. Βέβαια για να εξαχθεί το DC μοντέλο πρέπει να υπάρχουν και τα αντίστοιχα DC δεδομένα. Για τα NMOS υπήρχαν DC δεδομένα, αλλά για PMOS δεν υπήρχαν, ούτε μπορούσαν να μετρηθούν καθώς το αντίστοιχο wafer δεν ήταν διαθέσιμο στο εργαστήριο. Όμως βρήκαμε τις DC παραμέτρους του EKV3 για την 0.35um τεχνολογία για τα PMOS. Τα δεδομένα του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων μας τα πήραμε από την Austriamicrosystems (C35 - 0.35um CMOS- Process)

Πρέπει να τονίσουμε εδώ ότι οι προσομοιώσεις έγιναν με το λογισμικό ICCAP της Agilent το οποίο αποτελεί το πιο εύχρηστο εργαλείο για μοντελοποίηση που κυκλοφορεί. Το EKV3 μοντέλο όταν τρέχει μέσα στο ICCAP χρησιμοποιεί τον hreessofsim προσομοιωτή τον οποίο τον 'τραβάει' από το Advanced Design System, ένα άλλο πολύ καλό εργαλείο της Agilent για σχεδίαση

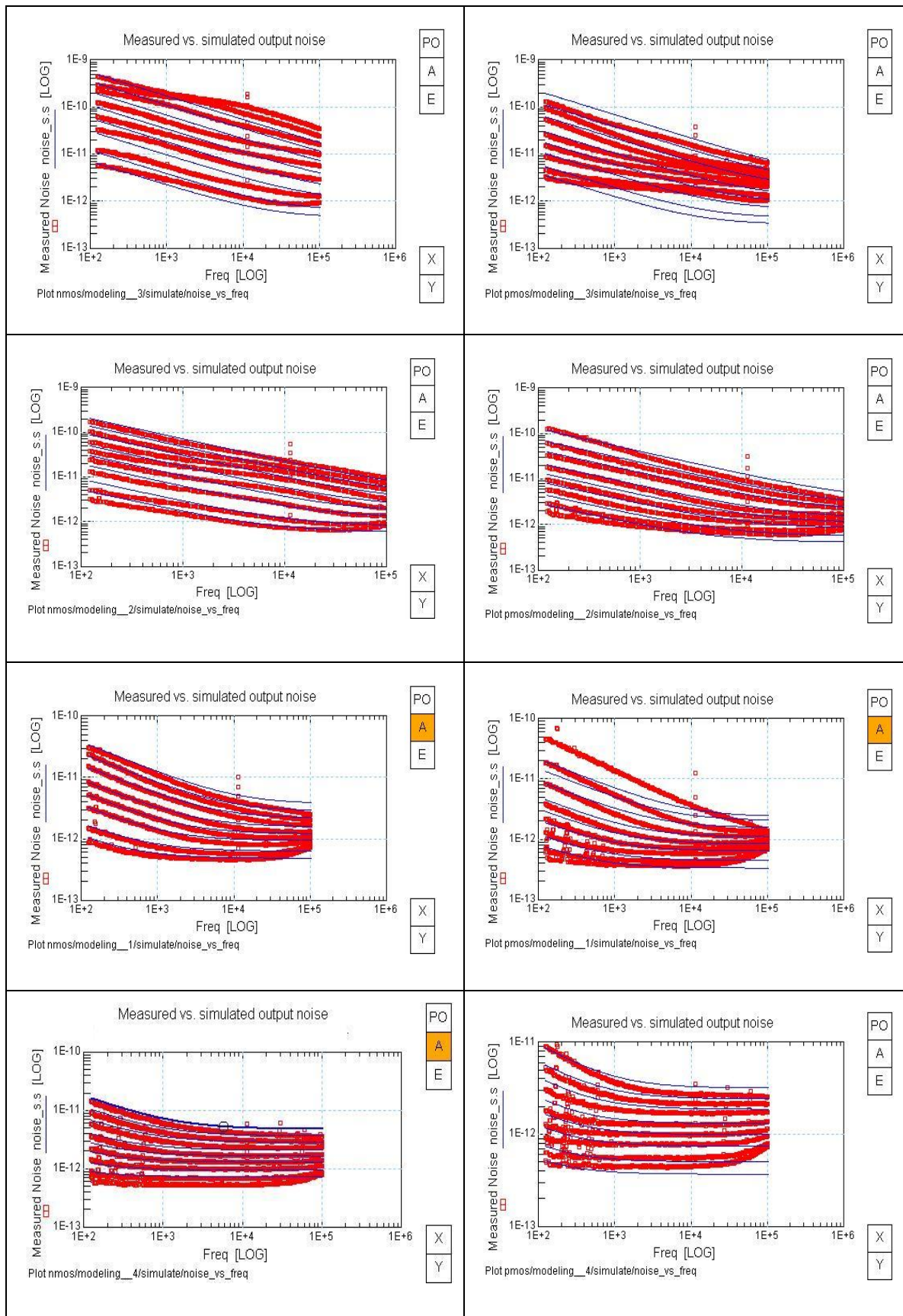
4.1.1 Αποτελέσματα από DC προσομοιώσεις και προσομοιώσεις θορύβου ως προς τη συχνότητα

Στα παρακάτω γραφήματα με κόκκινο χρώμα είναι οι μετρήσεις ενώ με μπλε οι προσομοιώσεις με το EKV3 μοντέλο. Βλέπουμε ότι το DC μοντέλο έχει εξαχθεί σωστά κάτι που είναι πολύ σημαντικό για τις προσομοιώσεις θορύβου που ακολουθούν. Όπως αναφέραμε και πιο πριν, δεν είχαμε στη διάθεση μας DC δεδομένα για PMOS διατάξεις σε τεχνολογία 0.35um, ωστόσο διαθέταμε τις παραμέτρους του PMOS/EKV3 για την συγκεκριμένη τεχνολογία και τις χρησιμοποιήσαμε για να εξάγουμε τις παραμέτρους flicker θορύβου.



Σχήμα 4.1 I_d - V_g , I_d - V_d NMOS, $W/L=10/10$, $10/0.35$ CMOS $0.35\mu m$

Παρακάτω ακολουθούν τα γραφήματα με μετρήσεις και προσομοιώσεις $1/f$ θορύβου ως προς τη συχνότητα. Πάλι με κόκκινο χρώμα απεικονίζονται οι μετρήσεις θορύβου ενώ με μπλε οι προσομοιώσεις με το καινούριο μοντέλο που ενσωματώθηκε στο EKV3 μοντέλο. Μελετάμε την συμπεριφορά του θορύβου σε μια short ($W=10\mu m$, $L=0.35\mu m$), μια ($W=10\mu m$, $L=1,2\mu m$), σε μια wide-long ($W=10\mu m$, $L=10\mu m$) και σε μια ($W=100\mu m$, $L=20\mu m$) γεωμετρία τόσο για NMOS όσο και για PMOS σε περιοχή κορεσμού. Στην αριστερή στήλη των γραφημάτων βρίσκονται τα NMOS τρανζίστορ, με πάνω αριστερά το 10×0.35 και κάτω αριστερά το 100×10 . Όμοια είναι η διάταξη και στην δεξιά στήλη που βρίσκονται τα PMOS. Βλέπουμε ότι τα NMOS παρουσιάζουν αυξημένο θόρυβο από τα PMOS και ιδιαίτερα τα short τρανζίστορ κάτι το οποίο συμβαίνει λόγω φαινομένου CLM το οποίο είναι πιο έντονο στα NMOS τρανζίστορ. Το μοντέλο αποκρίνεται πολύ καλά σε όλες τις περιπτώσεις.



Σχήμα 4.2 1/f PSD-freq NMOS-PMOS, W/L=10/0.35, 10/1.2, 10/10, 100/10 CMOS 0.35μm

4.2.2 Αποτελέσματα ανάλυσης 1/f θορύβου ως προς την πόλωση και εξαγωγή παραμέτρων

Στη συνέχεια προχωρήσαμε σε ανάλυση των δεδομένων, στην απεικόνιση τους σε διάφορες μορφές και στην σύγκρισή τους με το μοντέλο μας. Μέσω αυτής της σύγκρισης έγινε και η εξαγωγή των τεσσάρων καινούριων παραμέτρων χαμηλού θορύβου που ενσωματώθηκαν στο EKV3. Να πούμε ότι σε αυτήν την ανάλυση του flicker θορύβου ως προς την πόλωση, σημείο

αναφοράς αποτελεί ο δείκτης αναστροφής IC ($IC = \frac{I_D}{I_{spec}}$) και σε όλα τα γραφήματα

αποτελεί τον x άξονα και μας δείχνει πως συμπεριφέρονται οι διάφορες αναπαραστάσεις του θορύβου όσο η περιοχή λειτουργίας της MOS διάταξης μετατοπίζεται από την ασθενή στην ισχυρή αναστροφή. Να θυμίσουμε εδώ ότι για $IC < 0.1$ έχουμε ασθενή αναστροφή (WI), για $0.1 < IC < 10$ έχουμε μέτρια αναστροφή (MI) και για $IC > 10$ έχουμε ισχυρή αναστροφή (SI). Στον άξονα των y μπορούμε να δούμε τον θόρυβο σε τέσσερις διαφορετικές αναπαραστάσεις. Αυτές είναι:

α) Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο drain $S_{\Delta I_{nD}^2}$.

β) Το $S_{\Delta I_{nD}^2}$ κανονικοποιημένο με το τετράγωνο του ρεύματος I_D^2 , δηλαδή $\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2}$. Αυτή η αναπαράσταση είναι πάρα πολύ σημαντική καθώς είναι άμεσα συγκρίσιμη με το μέγεθος $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D} \right)^2$ το οποίο αποτελεί βασικό εργαλείο απόδοσης ενός κυκλώματος στα χέρια των σχεδιαστών. Σε αυτήν την αναπαράσταση το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D} \right)^2$ παρέχεται στα γραφήματα για λόγους σύγκρισης πολλαπλασιαζόμενο με τον σταθερό όρο $S_D|_{\Delta N}$ του carrier number fluctuations μοντέλου όπως είδαμε και στο κεφάλαιο 3. Στην ουσία το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D} \right)^2$ συσχετίζεται άμεσα με τον παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$ του carrier number fluctuations μοντέλου όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.5(a).

γ) Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο gate που ισούται με $S_{\Delta V_{nG}^2} = S_{\Delta I_{nD}^2} / g_m^2$ και

δ) μια κανονικοποιημένη μορφή του (γ) που προκύπτει αν αυτό πολλαπλασιαστεί με το εμβαδόν του καναλιού, δηλαδή με $W \cdot L$. Σε αυτήν τη μορφή μπορούμε να βγάλουμε συμπεράσματα για το θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στις διατάξεις μιας CMOS τεχνολογίας ανεξάρτητα από τη γεωμετρία.

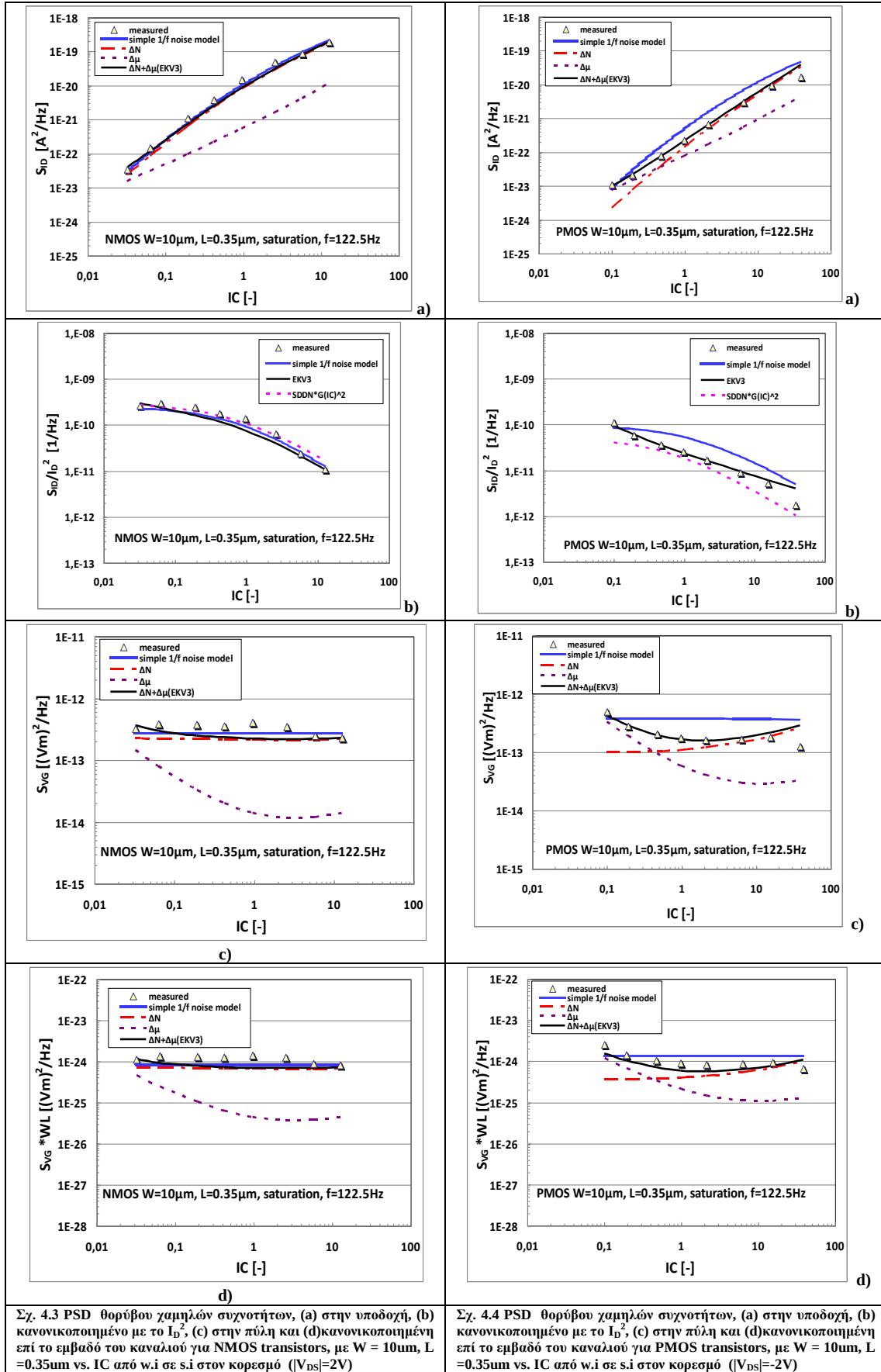
Τόσο τα δεδομένα μας όσο και το μοντέλο μας έπρεπε να απεικονιστούν στις παραπάνω τέσσερις μορφές. Τα δεδομένα που μας δώθηκαν ήταν στη μορφή θορύβου στο drain $S_{\Delta I_{nD}^2}$ ως προς τη συχνότητα. Εμείς για να κάνουμε την ανάλυση ως προς το δείκτη αναστροφής έπρεπε να επιλέξουμε μία συχνότητα από αυτές που ήταν διαθέσιμες (συνήθως τη χαμηλότερη) και να κάνουμε την ανάλυση μας. Έτσι επιλέξαμε την $f=122.5\text{Hz}$ που ήταν και η χαμηλότερη στα δεδομένα που είχαμε. Για τις υπόλοιπες τρεις μορφές του θορύβου ($\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2}$, $S_{\Delta V_{nG}^2}$, $S_{\Delta V_{nG}^2} WL$) γίνεται κατανοητό ότι η σωστή εξαγωγή του DC μοντέλου έτσι ώστε να συμπίπτουν οι θεωρητικές και πειραματικές τιμές των ρευμάτων και των διαγωγιμοτήτων είναι κάτι απολύτως απαραίτητο και κρίσιμο. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, η σύγκριση θεωρητικών και πειραματικών αναπαραστάσεων του θορύβου δεν θεωρείται έγκυρη. Να πούμε επίσης ότι μεγεθή που είναι απαραίτητα για τον υπολογισμό του θορύβου όπως φορτία q_s, q_d , κινητικότητα μ , συντελεστής κλίσης η , μήκος καναλιού L_{eff} και η μείωση του ΔL_{clm} λόγω CLM υπολογίζονται και αυτά από το DC μοντέλο (παράρτημα Α). Όλα συνηγορούν ότι η σωστή εξαγωγή των DC παραμέτρων αποτελεί ένα από τα πιο κρίσιμα σημεία αυτής της ανάλυσης.

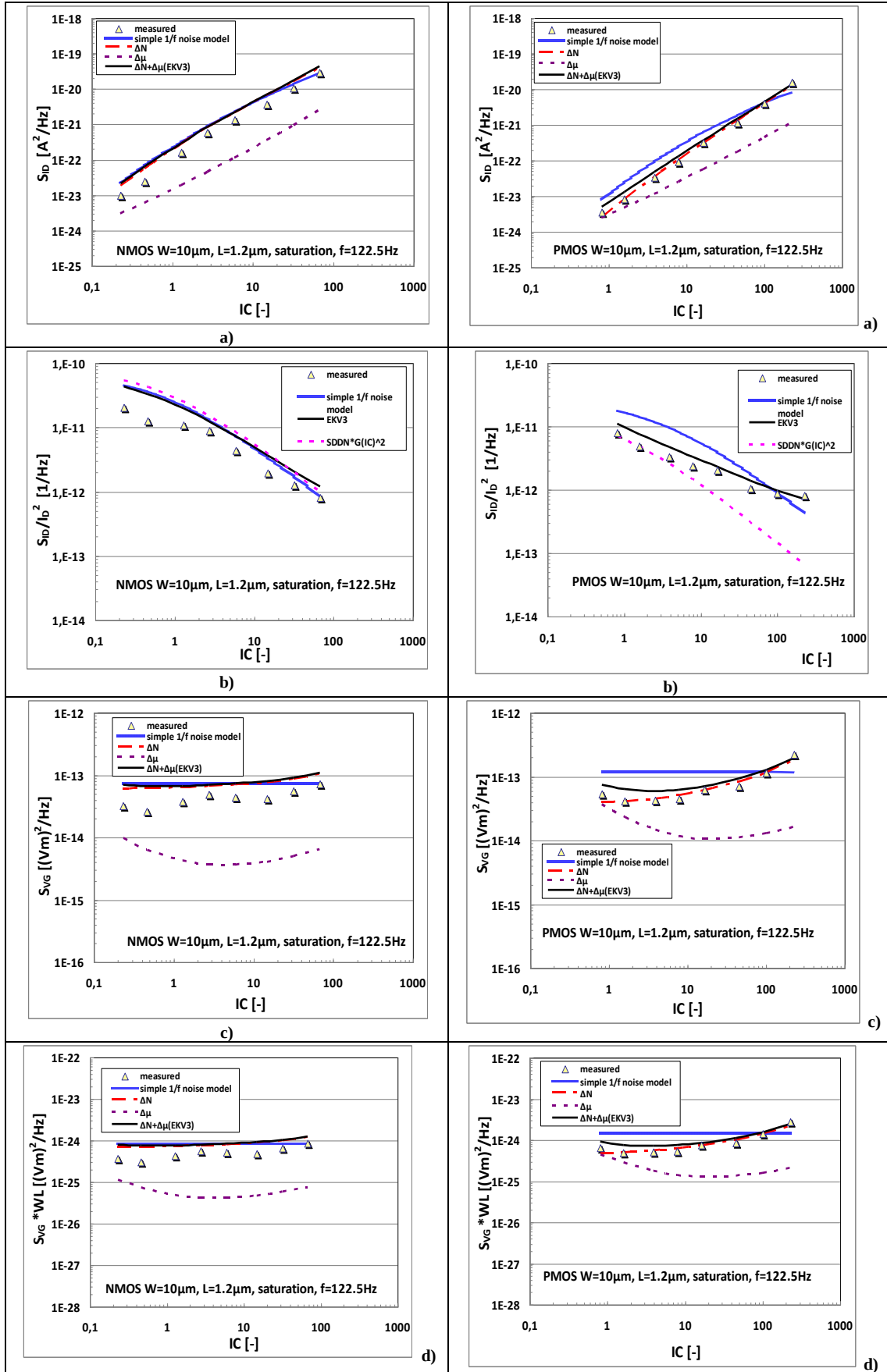
Οι μετρήσεις $1/f$ θορύβου που διαθέτουμε είναι για τέσσερις NMOS/PMOS γεωμετρίες και για $V_D=2V$, δηλαδή μόνο σε κορεσμό. Επίσης αν εξαιρέσουμε το short τρανζίστορ (10X0.35), στις υπόλοιπες περιπτώσεις δεν έχουμε μετρήσεις ασθενούς αναστροφής. Το φάσμα συχνοτήτων είναι 122.5Hz μέχρι 1MHz ενώ DC δεδομένα είχαμε μόνο για τα NMOS. Το PMOS DC μοντέλο του EKV μας δόθηκε χωρίς δεδομένα, δηλαδή είχαμε τις παραμέτρους απλά αυτές δεν εξάχθηκαν από εμάς.

Το απλό μοντέλο flicker θορύβου που υπάρχει ήδη στο EKV δίνεται από τη σχέση[4]

$$S_{I_{DS}^2, fl} = KF \cdot \frac{g_m^{EF}}{C'_{OX} W_{eff} L_{eff} f^{AF}}$$

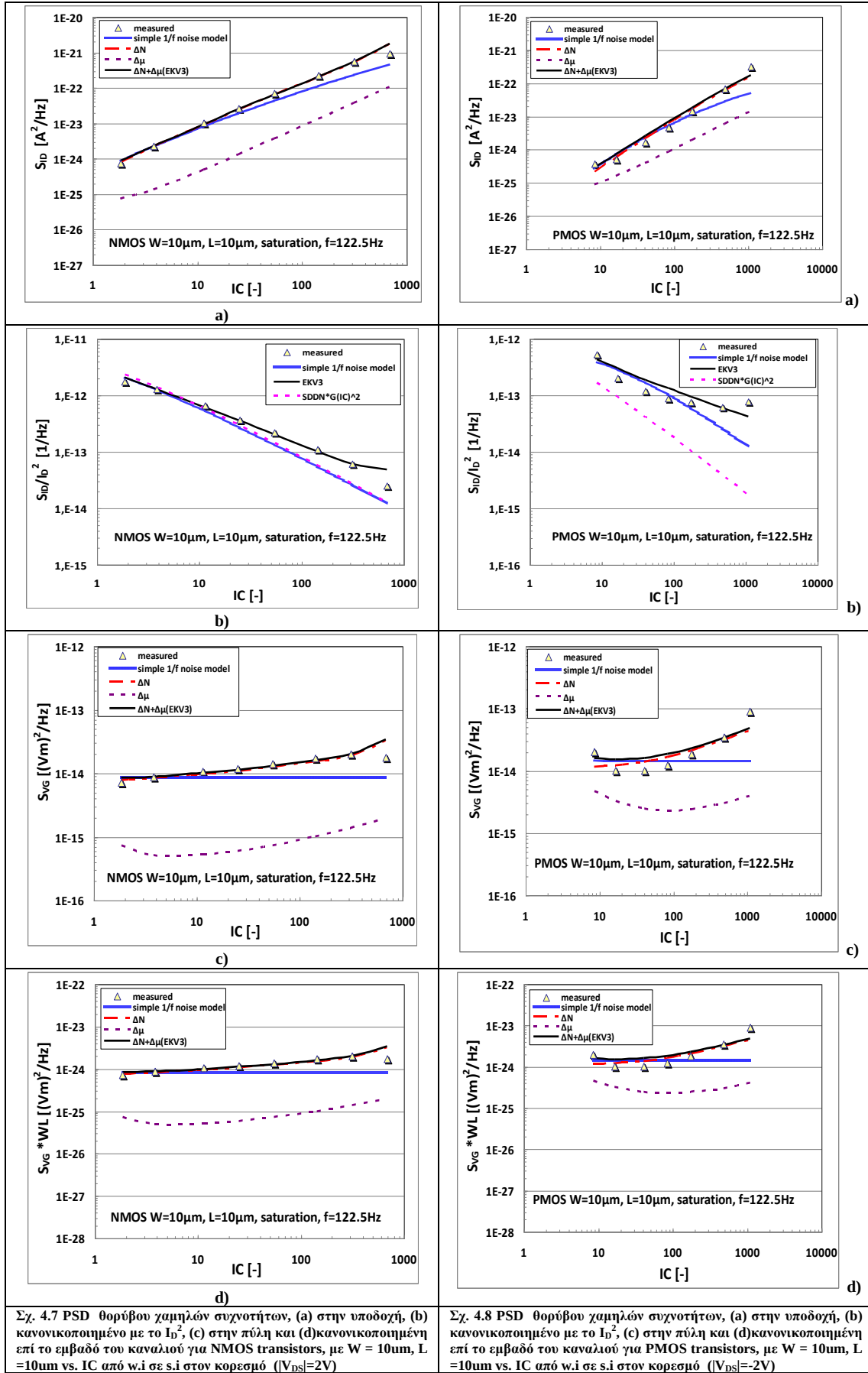
Ακολουθούν τα γραφήματα και στη συνέχεια η ανάλυση τους.

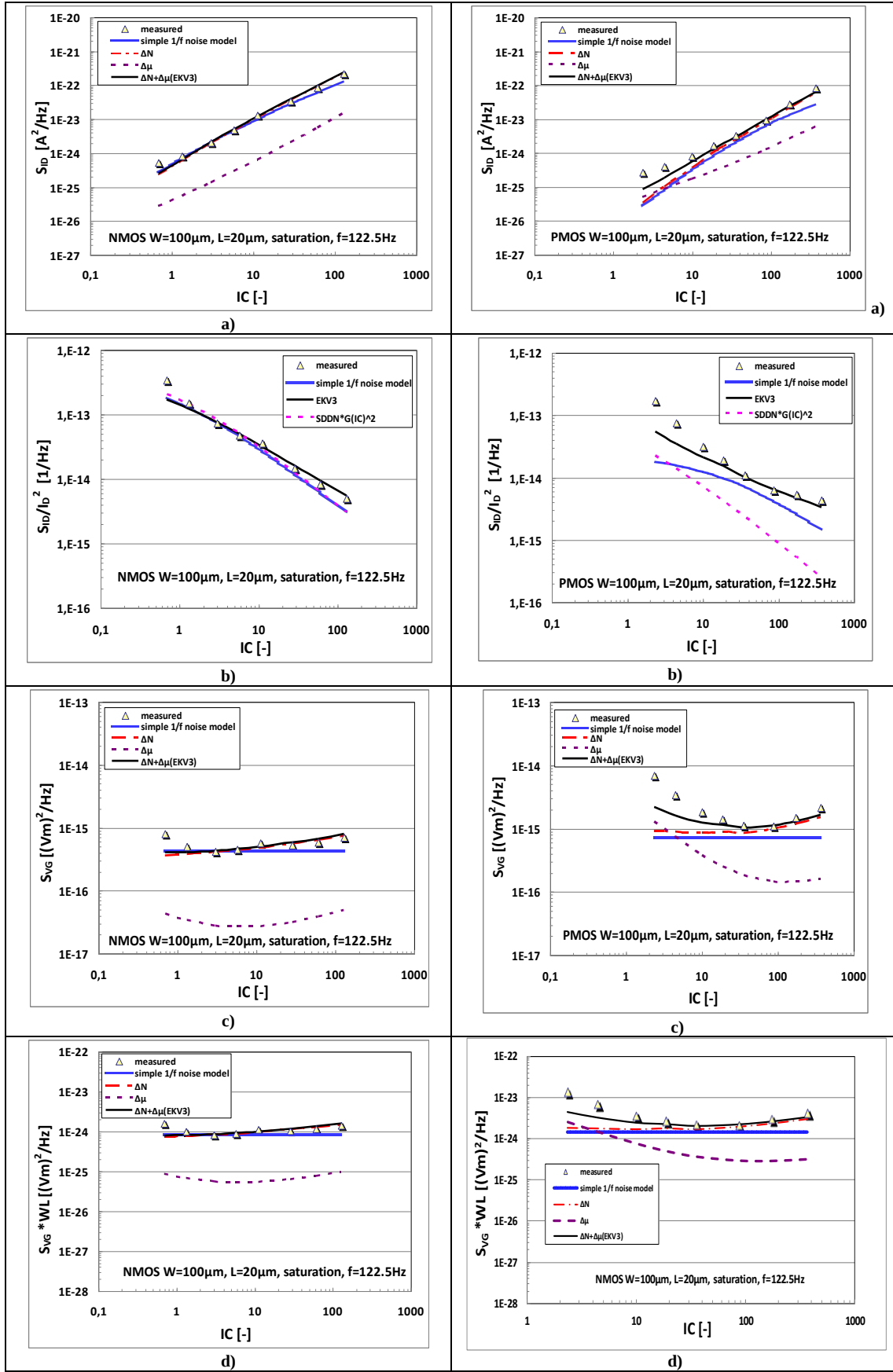




Σχ. 4.5 PSD θορύβου χαμηλών συχνοτήτων, (a) στην υποδοχή, (b) κανονικοποιημένο με το I_D^2 , (c) στην πύλη και (d) κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού για NMOS transistors, με $W = 10\mu\text{m}$, $L = 1.2\mu\text{m}$ vs. IC από w.i σε s.i στον κορεσμό ($|V_{DS}|=2\text{V}$)

Σχ. 4.6 PSD θορύβου χαμηλών συχνοτήτων, (a) στην υποδοχή, (b) κανονικοποιημένο με το I_D^2 , (c) στην πύλη και (d) κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού για PMOS transistors, με $W = 10\mu\text{m}$, $L = 1.2\mu\text{m}$ vs. IC από w.i σε s.i στον κορεσμό ($|V_{DS}|=2\text{V}$)





Σχ. 4.9 PSD θορύβου χαμηλών συχνοτήτων, (a) στην υποδοχή, (b) κανονικοποιημένο με το I_D^2 , (c) στην πύλη και (d) κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού για NMOS transistors, με $W = 100\mu m$, $L = 20\mu m$ vs. I_C από ω.ι σε σ.ι στον κορεσμό ($|V_{DS}|=2V$)

Σχ. 4.10 PSD θορύβου χαμηλών συχνοτήτων, (a) στην υποδοχή, (b) κανονικοποιημένο με το I_D^2 , (c) στην πύλη και (d) κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού για PMOS transistors, με $W = 100\mu m$, $L = 20\mu m$ vs. I_C από ω.ι σε σ.ι στον κορεσμό ($|V_{DS}|=-2V$)

Οι ίδιες περιπτώσεις NMOS και PMOS όσον αφορά τη γεωμετρία αλλά και τη μορφή του θορύβου παραθέτονται η μία δίπλα στην άλλη για να είναι άμεσες οι συγκρίσεις. Κάθε γράφημα αποτελείται απο τις εξής αναπαραστάσεις: πειραματικά δεδομένα, συνολικό μοντέλο EKV3 ($\Delta N + \Delta \mu$), carrier number fluctuation μοντέλο (ΔN), mobility fluctuation μοντέλο ($\Delta \mu$) και το απλό $1/f$ μοντέλο που υπάρχει ήδη στο EKV για να γίνουν οι απαραίτητες συγκρίσεις. Σε γενικές γραμμές το καινούριο μοντέλο συμπεριφέρεται πολύ καλά και ιδιαίτερα σε σύγκριση με το παλιό φαίνεται ότι υπερέχει. Σε όλες τις περιπτώσεις τα αποτελέσματα είναι πολύ καλά αν εξαιρέσουμε τη μέτρια αναστροφή στη γεωμετρία 100/20 για PMOS. Βλέπουμε επίσης, αν

εξαιρέσουμε τα 2 long PMOS (100/20 και 10/10) ότι το $\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2}$ (μετρήσεις, μοντέλο)

παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D} \right)^2$ και αυτό είναι κάτι πολύ

ενθαρρυντικό. Βέβαια για να μπορούμε να έχουμε μια ολοκληρωμένη εικόνα θα έπρεπε να έχουμε αποτελέσματα και για γραμμική περιοχή λειτουργίας των τρανζίστορ καθώς και σε κάποιες περιπτώσεις πιο χαμηλή αναστροφή. Παρακάτω ακολουθεί ο πίνακας με τις τιμές των παραμέτρων $1/f$ θορύβου που εξάχθηκαν για την CMOS 0.35um τεχνολογία τόσο για NMOS όσο και για PMOS.

PARAMETERS	SYMBOL	NMOS	PMOS
NT (1/eV.m ³)	N _t	1, 5 . 10 ⁴¹	3 . 10 ⁴⁰
HOOGE (-)	α_H	7 . 10 ⁻⁷	1 . 10 ⁻⁶
ALPHA (V . s / C)	α_C	3 . 10 ³	10 ⁵
EC (V/m)	E _c	1, 3 . 10 ⁶	5 . 10 ⁶

Πίνακας 2. Παράμετροι μοντέλου flicker θορύβου (EKV3) για CMOS 0.35um

4.2.3 Αποτελέσματα ανάλυσης 1/f θορύβου ως προς την πόλωση και υπολογισμός RMSerror των EKV2.6 και EKV3 μοντέλων.

Στα παρακάτω διαγράμματα δείχνουμε μια κανονικοποιημένη μορφή του Sid που προκύπτει αν αυτό πολλαπλασιαστεί με το εμβαδόν του καναλιού επί το Cox, δηλαδή με $W*L*Cox$, ως προς τη διαγωγιμότητα πύλης gm. Σε αυτήν τη μορφή μπορούμε να βγάλουμε συμπεράσματα για το θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στις διατάξεις μιας CMOS τεχνολογίας ανεξάρτητα από τη γεωμετρία.

Επίσης υπολογίζουμε τα RMSerror τόσο για το παλιό μοντέλο EKV2.6, όσο και για το νέο EKV3, από τη σχέση

$$RMS = \sqrt{\frac{\sum_1^n (X_i)^2}{n}}$$

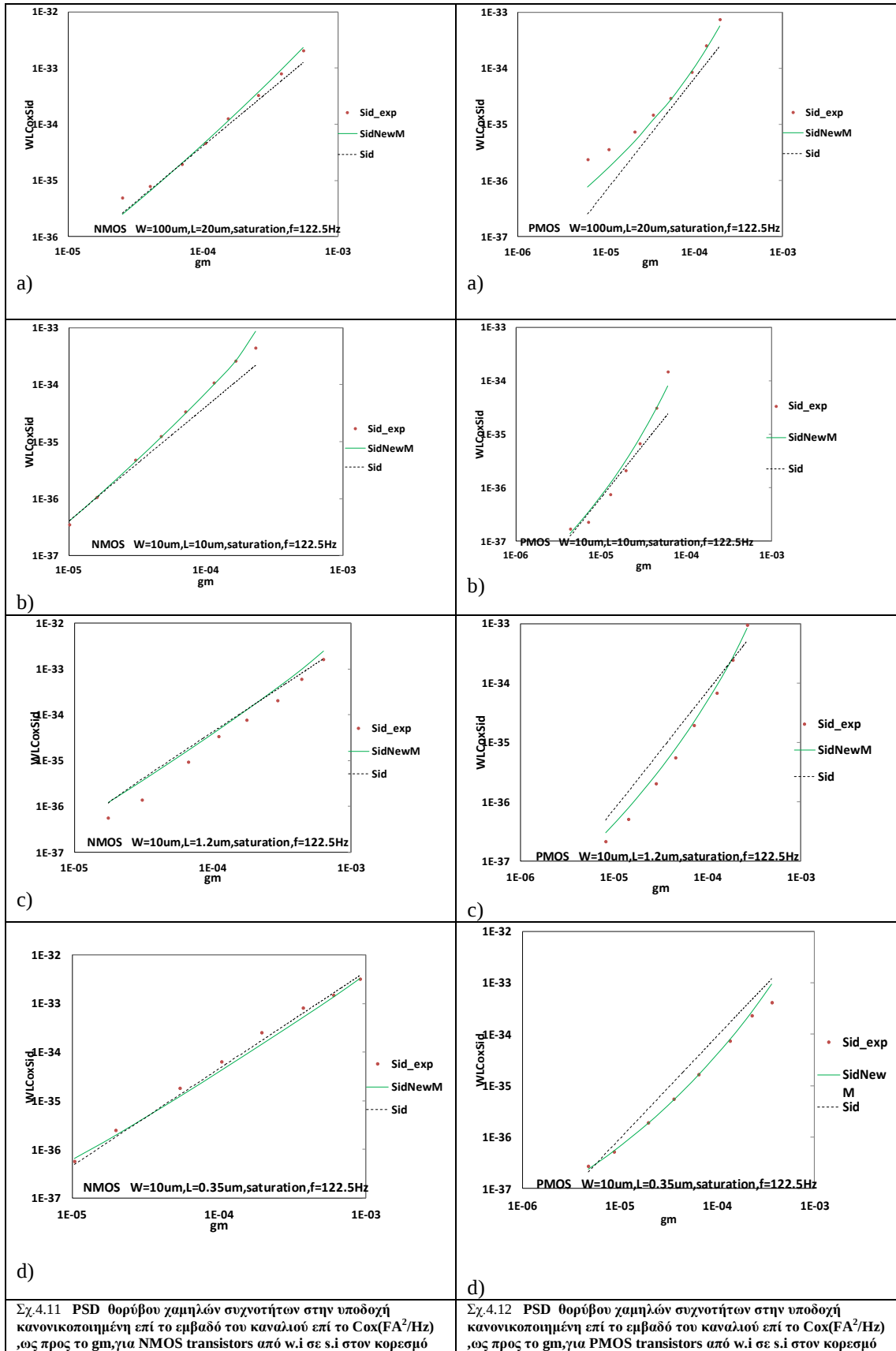
όπου X_i έχουμε τη διαφορά πειραματικού κανονικοποιημένου θορύβου $Sid*W*L*Cox$ με το EKV2.6 και EKV3 μοντέλο αντίστοιχα. Πρέπει να παρατηρήσουμε ότι στις διαφορές του X_i , έχουν λογαριθμηθεί τα μεγέθη, ώστε να προκύψει μια κανονικοποιημένη τιμή RMS, επειδή οι τιμές του θορύβου έχουν μεγάλη διακύμανση.

Ακολουθούν οι πίνακες με τα RMSerror και τα διαγράμματα:

NMOS(FA^2/Hz)	RMS(2.6)	RMS(NewM)
100_20	0.14	0.12
10_10	0.22	0.11
10_1.2	0.27	0.27
10_0.35	0.11	0.15
total	0.20	0.17

PMOS(FA^2/Hz)	RMS(2.6)	RMS(NewM)
100_20	0.50	0.22
10_10	0.35	0.16
10_1.2	0.34	0.12
10_0.35	0.31	0.13
total	0.39	0.17

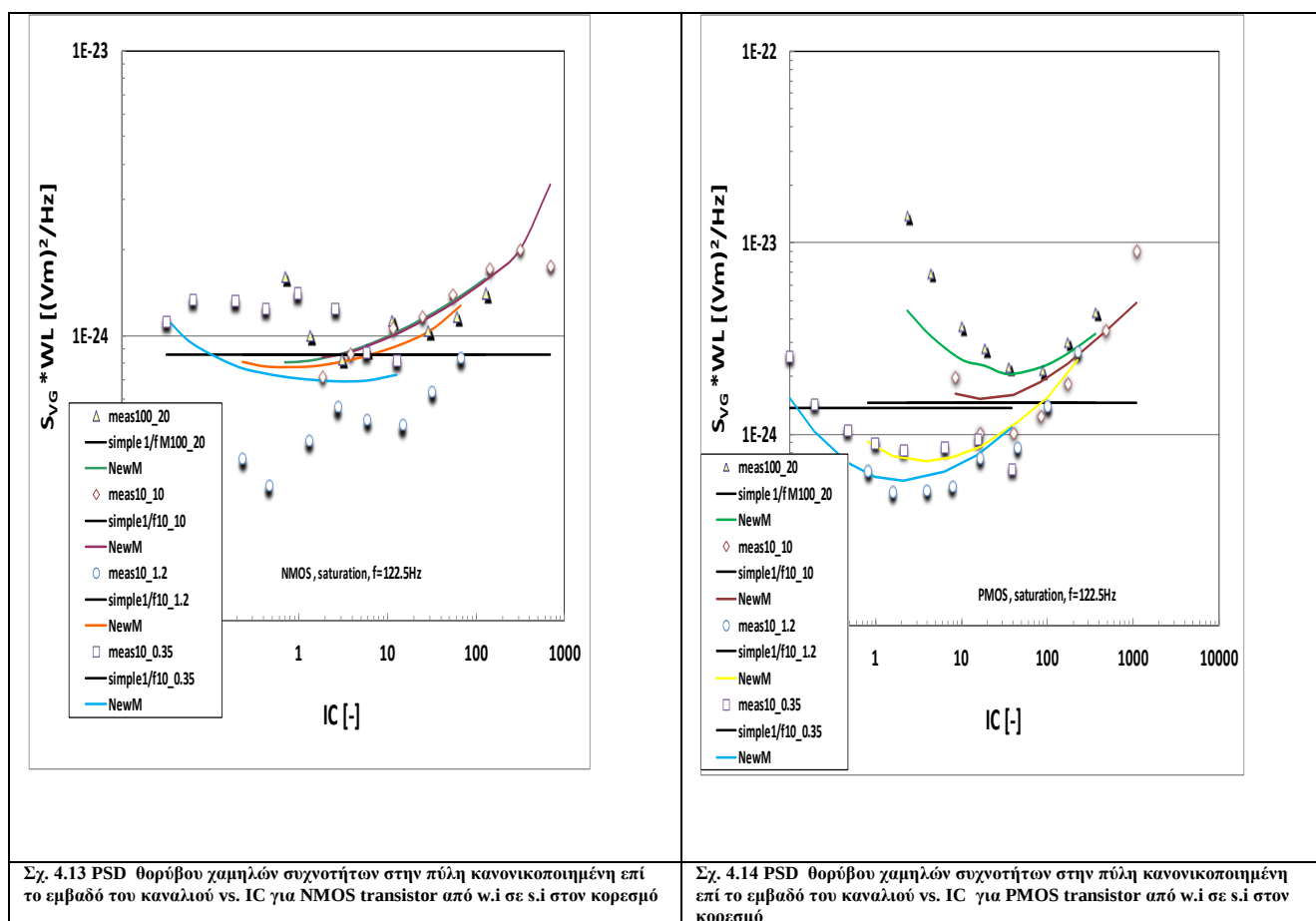
Πίνακες 3-4. RMSerror των μοντέλων EKV2.6 και EKV3



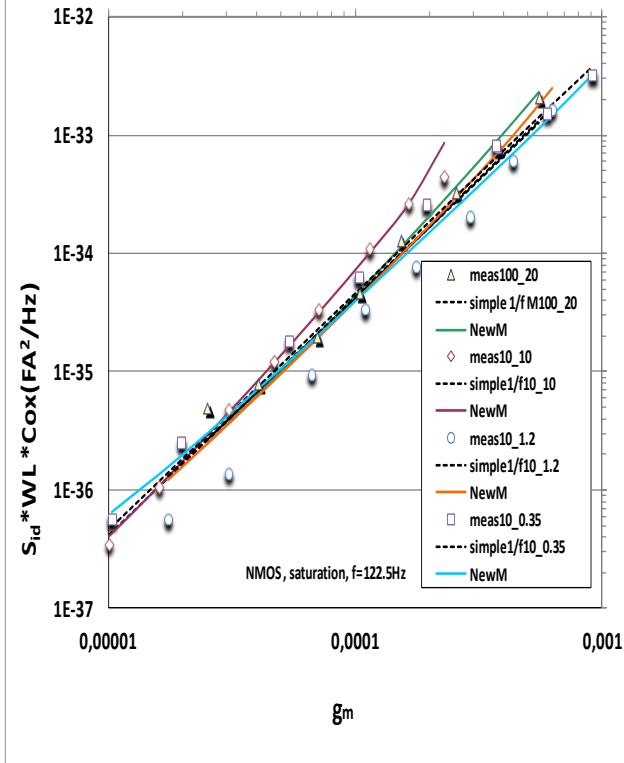
4.2.4 Αναπαράσταση θορύβου για όλες τις γεωμετρίες της 0.35um τεχνολογίας

Στα παρακάτω διαγράμματα αναπαριστάται ο θόρυβος σε δύο από τις μορφές που είδαμε παραπάνω, α) κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού ως προς το IC και β) κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού επί το Cox, ως προς το gm, για όλες τις γεωμετρίες μαζί στο ίδιο διάγραμμα, ώστε να έχουμε μια ολική εικόνα της συμπεριφοράς του, συγκρίνοντας το νέο μοντέλο με το παλιό.

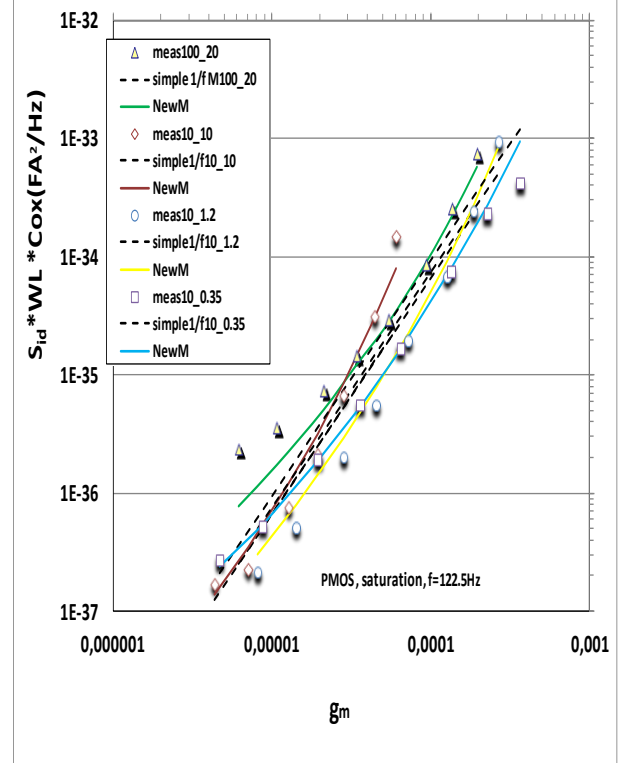
α)



β)



Σχ. 4.15 PSD θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στην πύλη κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού επί το C_{ox} vs. g_m για NMOS transistor από w.i σε s.i στον κορεσμό



Σχ. 4.16 PSD θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στην πύλη κανονικοποιημένη επί το εμβαδό του καναλιού επί το C_{ox} vs g_m για PMOS transistor από w.i σε s.i στον κορεσμό

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

Η επεξεργασία του προηγούμενου κεφαλαίου μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το καινούριο ολοκληρωμένο μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων που ενσωματώθηκε στο EKV3 μοντέλο παρουσιάζει αξιοπιστία και αυτό αποδεικνύεται από την καλή συμπεριφορά του στην τεχνολογία που εξετάστηκε. Σίγουρα αυτό είναι ένα πολύ καλό νέο για την μοντελοποίηση και τη σχεδίαση κυκλωμάτων μιας και το αντικείμενο του flicker θορύβου στις MOS διατάξεις ήταν αρκετά μπερδεμένο και σύνθετο μέχρι τώρα. Ακολουθούν κάποια γενικά συμπεράσματα για την συμπεριφορά του θορύβου που προκύπτουν από την ανάλυση μας.

5.1 Συμπεράσματα

α) Η εξαγωγή ασφαλών συμπερασμάτων για την τεχνολογία 0.35um συνολικά περιορίζεται από το γεγονός ότι είχαμε διαθέσιμα δεδομένα μόνο για 4 γεωμετρίες. Είχαμε δηλαδή γεωμετρίες με εμβαδόν 3.5um², 12um², 100um² και 2000um².

β) Το μοντέλο των διακυμάνσεων του αριθμού των φορέων (Mc Worther Model) επιτρέπει την σωστή αναπαράσταση του αυξημένου θορύβου από την μέτρια προς την ισχυρή αναστροφή και για τους δύο τύπους τρανζίστορ. Σημαντικό ρόλο σε αυτήν την αύξηση παίζει η επίδραση του φαινομένου σκέδασης Coulomb όπου στο μοντέλο μας προσομοιώνεται μέσω της παραμέτρου ALPHA. Επίσης το φαινόμενο velocity saturation λαμβάνεται υπόψιν το οποίο προκαλεί κάποια μείωση της κινητικότητας και κατά συνέπεια και του θορύβου στις αρχές της ισχυρής αναστροφής για short διατάξεις. Βέβαια η επίδραση του Coulomb scattering είναι αρκετά πιο έντονη από αυτή του velocity saturation. Γενικότερα όλο το μοντέλο θορύβου είναι στενά συνδεδεμένο με το μοντέλο φορτίου και κατά συνέπεια το επηρεάζουν όλα τα φαινόμενα κοντού καναλιού που περιέχονται στο μοντέλο φορτίου. Ένα από αυτά είναι το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους καναλιού (CLM) το οποίο ενώ προκαλείται από το velocity saturation μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση του θορύβου λόγω μείωσης του μήκους καναλιού και κατά συνέπεια μείωσης του εμβαδόν του καναλιού μιας και ο 1/f θόρυβος είναι αντιστρόφως ανάλογος του W*L.

γ) Το μοντέλο των διακυμάνσεων της κινητικότητας (Hooge Model) είναι σημαντικό μόνο στην ασθενή αναστροφή όπου το μοντέλο μας αναπαριστά και εδώ πολύ καλά την αύξηση του θορύβου στην ασθενή αναστροφή μέσω της παραμέτρου HOOGE[20].

δ) Ο συνδυασμός των δύο θεωρητικών μοντέλων (carrier number και mobility fluctuation) επιτρέπει τη σωστή αναπαράσταση του 1/f θορύβου για όλο το φάσμα συνθηκών πόλωσης, για όλες τις πιθανές γεωμετρίες τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις. Σαν αποτέλεσμα, περιμέναμε ο flicker θόρυβος στην πύλη να παρουσιάζει ένα ελάχιστο στην μέτρια αναστροφή ($0.1 < IC < 10$), όμως στις περισσότερες περιπτώσεις δεν μπορεί να φανεί, λόγω του γεγονότος ότι δεν είχαμε αρκετά δεδομένα για ασθενή και ισχυρή αναστροφή.

5.2 Μελλοντική εργασία

Το καινούριο μοντέλο αποκρίνεται πολύ καλά στις περισσότερες από τις περιπτώσεις που το δοκιμάσαμε και αυτό είναι πολύ δύσκολο να συμβεί σε ένα αντικείμενο τόσο πολύπλοκο όπως ο $1/f$ θόρυβος στις MOS διατάξεις. Ωστόσο υπάρχουν πράγματα ακόμα που πρέπει να γίνουν για να μπορούμε να βγάλουμε πιο ασφαλή συμπεράσματα.

Οι πίνακες για το σφάλμα RMS δείχνουν μια συνολική βελτίωση με το καινούριο μοντέλο, ίσως όχι όσο θα περιμέναμε. Αυτό είναι συνέπεια της επιλογής να καλύπτει ένα μοντέλο όλες τις γεωμετρίες ταυτόχρονα και αυτό αφήνει περιθώριο για περεταίρω βελτιώσεις στο μέλλον.

Επίσης η επεξεργασία δεδομένων για περισσότερες γεωμετρίες, που θα καλύπτουν μεγαλύτερο εύρος της τεχνολογίας σε σχέση με αυτές που είχαμε διαθέσιμες (γεωμετρίες με εμβαδόν $3.5\mu\text{m}^2$, $12\mu\text{m}^2$, $100\mu\text{m}^2$ και $2000\mu\text{m}^2$), αποτελεί μελλοντική δουλειά για την εξαγωγή ασφαλέστερων συμπερασμάτων.

Τέλος η ραγδαία εξέλιξη των CMOS τεχνολογιών έχουν φέρει στο προσκήνιο, σε ερευνητικό επίπεδο ακόμα βέβαια, καινούριες πρωτοποριακές CMOS διατάξεις όπως τα λεγόμενα multi-gate MOSFETs. Αυτές οι διατάξεις πρέπει να μελετηθούν εις βάθος όσον αφορά τη DC συμπεριφορά τους και τη συμπεριφορά του θορύβου και στη συνέχεια να ακολουθήσει η μοντελοποίησή τους.

Παράρτημα Α: DC μεγέθη απαραίτητα για την εξαγωγή του θορύβου

NMOS 100_10

qs(C)	qd(C)	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta L_{clm}(\text{m})$
0,469358	0,000401792	4,71858E-02	1,20685E+00	20,0007	99,8955	4,26E-08
0,753547	0,000763026	4,71530E-02	1,20250E+00			4,25E-08
1,30377	0,00172328	4,70914E-02	1,19594E+00			4,23E-08
1,94857	0,00328859	4,70187E-02	1,18955E+00			4,21E-08
2,87905	0,00638074	4,69102E-02	1,18147E+00			4,17E-08
4,87279	0,0162691	4,66609E-02	1,16647E+00			4,09E-08
7,29278	0,0341294	4,63265E-02	1,15064E+00			3,99E-08
10,8726	0,072157	4,57711E-02	1,13018E+00			3,81E-08

NMOS 10_10

qs(C)	qd(C)	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta L_{clm}(\text{m})$
0,949286	0,000201335	4,71314E-02	1,20005E+00	10,0070	98,9550	4,27E-08
1,51208	0,00412487	4,70687E-02	1,19383E+00			4,25E-08
2,91262	0,012363	4,69073E-02	1,18122E+00			4,20E-08
4,51573	0,026927	4,67087E-02	1,16899E+00			4,14E-08
6,90043	0,0585443	4,63843E-02	1,15302E+00			4,04E-08
11,4504	0,151701	4,56743E-02	1,12697E+00			3,81E-08
17,1797	0,331155	4,46288E-02	1,09940E+00			3,46E-08
25,6652	0,739579	4,28299E-02	1,06536E+00			2,73E-08

NMOS 10_1.2

qs(C)	qd(C)	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta L_{clm}(\text{m})$
0,193754	0,00170419	4,72221E-02	1,21874E+00	1,20701	9,89550	4,25E-08
0,342007	0,0035466	4,71996E-02	1,21463E+00			4,24E-08
0,742468	0,00945899	4,71463E-02	1,20758E+00			4,23E-08
1,2375	0,0204123	4,70809E-02	1,20127E+00			4,22E-08
1,99214	0,0444058	4,69744E-02	1,19336E+00			4,19E-08
3,39631	0,112923	4,67495E-02	1,18094E+00			4,14E-08
5,19408	0,248197	4,64107E-02	1,16714E+00			4,08E-08
7,77957	0,543909	4,58330E-02	1,14962E+00			3,97E-08

NMOS 10_0.35

qs(C)	qd(C)	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta L_{clm}(\text{m})$
0,0318528	0,000689547	4,72614E-02	1,21169E+00	0,357005	9,89550	3,92E-08
0,0608508	0,00133135	4,72494E-02	1,20785E+00			3,92E-08
0,167035	0,00395191	4,72239E-02	1,20154E+00			3,92E-08
0,322759	0,00870121	4,71946E-02	1,19680E+00			3,91E-08
0,610649	0,0205199	4,71376E-02	1,19123E+00			3,91E-08
1,19315	0,0571306	4,69908E-02	1,18334E+00			3,89E-08
1,979	0,13444	4,67237E-02	1,17497E+00			3,87E-08
3,15225	0,313257	4,62015E-02	1,16434E+00			3,83E-08

PMOS 100_10

qs	qd	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta L_{clm}(\text{m})$
0,410616	0,000282764	1,43353E-02	1,25786E+00	20,1670	99,9300	1,58E-07
0,715564	0,000525852	1,42280E-02	1,25284E+00			1,57E-07
1,43082	0,00124695	1,40880E-02	1,24454E+00			1,55E-07
2,35997	0,00247458	1,46764E-02	1,23616E+00			1,53E-07
3,83093	0,00500767	1,33812E-02	1,22501E+00			1,49E-07
7,0725	0,0127245	1,26697E-02	1,20442E+00			1,39E-07
10,9734	0,0252157	1,19494E-02	1,18345E+00			1,26E-07
17,1318	0,0508441	1,10204E-02	1,15537E+00			1,02E-07

PMOS 10_10

qs	qd	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta L_{clm}(\text{m})$
1,46966	0,00221836	1,40211E-02	1,21159E+00	10,1670	9,93000	1,55E-07
2,43904	0,00445614	1,37661E-02	1,20384E+00			1,53E-07
4,61606	0,0113691	1,32522E-02	1,18954E+00			1,47E-07
7,3273	0,0229856	1,26910E-02	1,17444E+00			1,38E-07
11,4406	0,0457538	1,19602E-02	1,15465E+00			1,24E-07
20,3434	0,112391	1,07164E-02	1,11938E+00			8,78E-08
31,7182	0,248331	9,54858E-03	1,08344E+00			2,65E-08
60,8576	23,0931	7,37294E-03	1,01776E+00			6,42E-11

PMOS 10_1.2

qs	qd	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta\text{Lclm(m)}$
0,325953	0,00188564	1,43674E-02	1,29549E+00	1,36700	9,93000	1,59E-07
0,575248	0,0034904	1,42831E-02	1,29219E+00			1,58E-07
1,15318	0,00808429	1,41140E-02	1,28690E+00			1,57E-07
1,89589	0,0156332	1,39163E-02	1,28168E+00			1,55E-07
3,07378	0,0308133	1,36262E-02	1,27481E+00			1,52E-07
5,70364	0,0758218	1,30459E-02	1,26221E+00			1,44E-07
9,00789	0,149348	1,24120E-02	1,24927E+00			1,34E-07
14,1525	0,296514	1,15775E-02	1,23291E+00			1,16E-07

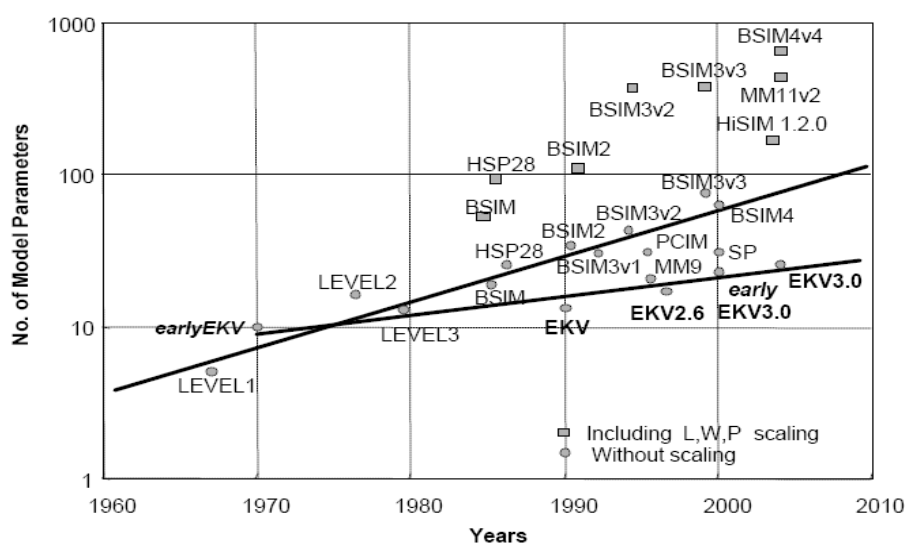
PMOS 10_0.35

qs	qd	$\mu(\text{m}^2/\text{V.s})$	n(-)	Leff(um)	Weff(um)	$\Delta\text{Lclm(m)}$
0,058737	0,00110698	1,44248E-02	1,34423E+00	0,517000	9,93000	1,57E-07
0,108694	0,00192168	1,43727E-02	1,33954E+00			1,57E-07
0,245797	0,00417244	1,42850E-02	1,33285E+00			1,56E-07
0,454153	0,00789638	1,41906E-02	1,32703E+00			1,56E-07
0,830634	0,0157214	1,40513E-02	1,32005E+00			1,55E-07
1,80129	0,0415785	1,37448E-02	1,30755E+00			1,53E-07
3,16318	0,0879666	1,33658E-02	1,29394E+00			1,49E-07
5,4382	0,1834427	1,28068E-02	1,27478E+00			1,43E-07

Παράρτημα Β: Επιπλέον στοιχεία για το φυσικό μοντέλο φορτίου EKV3

Β.1 Ιστορική αναδρομή

Εδώ και μια εικοσαετία περίπου γίνονταν προσπάθειες από διακεκριμένους επιστήμονες για τη σχεδίαση ενός συμμετρικού μοντέλου που θα πρόσφερε γραμμική λειτουργία τόσο σε ασθενή όσο και σε μέτρια και ισχυρή αναστροφή. Βασική προϋπόθεση ήταν να επιτευχθεί η ομαλή μετάβαση από τη μία περιοχή λειτουργίας στην άλλη προσφέροντας έτσι μια συνέχεια που θα έκανε τη δουλειά του σχεδιαστή πιο ευέλικτη. Το 1995 παρουσιάστηκε η πρώτη απλή μορφή του EKV μοντέλου με την ονομασία EKV2.3 ενώ δυο χρόνια αργότερα παρουσιάστηκε στο Πολυτεχνείο της Λωζάνης το EKV2.6 στο οποίο τις αρχές λειτουργίας στηρίζεται και η σχεδίαση του EKV3 μοντέλου που έχουμε σήμερα στα χέρια μας .



Σχ Β.1 – Compact models Parameters Vs Time

B.2 Ορισμός βασικών μεγεθών-λειτουργία σε ιδανικές συνθήκες

- ▶ Δυναμικό πύλη-σώμα (gate workfunction difference 'metal-semicond.'): Φ_{MS} [V]
- ▶ Δυναμικό επιφάνειας (surface potential): Ψ_S [V]
- ▶ Δυναμικό στο οξείδιο (oxide potential): Ψ_{ox} [V]
- ▶ Φορτίο πύλης (gate charge): Q'_G
- ▶ Φορτίο οξειδίου (oxide charge): Q'_{ox}
- ▶ Φορτίο στο ημιαγωγό (semiconductor charge): Q'_C
- ▶ Τα φορτία αναφέρονται ανά μονάδα επιφάνειας δηλ. [C/m²]

- ❖ Χωρητικότητα (oxide capacitance)
(ανά μονάδα επιφάνειας) C'_{ox} [F/m²]

$$C'_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}}$$

- ❖ Δυναμικό επαφής (flat-band voltage) V_{FB} [V]:

$$V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q'_{ox}}{C'_{ox}}$$

- ❖ Θερμοδυναμική τάση U_T [V]:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

- ❖ Δείκτης σώματος γ [V^{1/2}]:

▶ φορτίο ηλεκτρονίου q , σταθερά Boltzmann k

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si} \cdot N_{sub}}}{C'_{ox}}$$

- ❖ Δυναμικό quasi-Fermi Φ_F [V]:

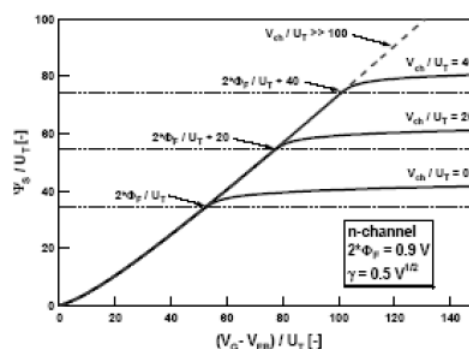
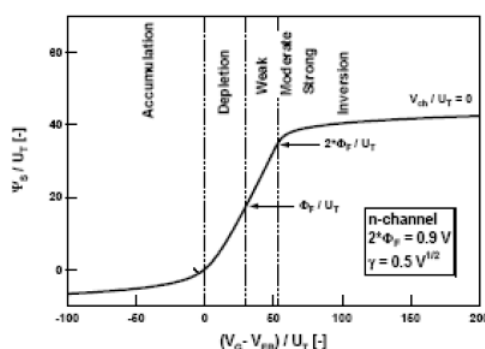
$$\phi_F = U_T \cdot \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right)$$

$$\Psi_0 \cong 2\phi_F + 2...3U_T$$

▶ (Κατ'όγκον) συγκέντρωση ηλεκτρονίων n_i , ατόμων νόθευσης N_{sub} [m⁻³ ή cm⁻³]

- ❖ ... με τον ορισμό $\Psi_{ox} = \frac{Q'_G}{C'_{ox}}$

έχουμε: $V_G - V_{FB} = \Psi_S - \frac{Q'_C}{C'_{ox}}$



Σχ B.2 - Λειτουργία του MOSFET ανάλογα με V_G , V_{FB} , Φ_F , V_{ch}

- ❖ Συγκέντρωση φορτίων αναστροφής Q'_i και αρέωσης Q'_B

$$Q'_C = Q'_B + Q'_i$$

- ❖ Υπόθεση: $\Psi_S > 0$, τότε (μόνο) ισχύει: $Q'_B \cong -\gamma C'_{ox} \sqrt{\Psi_S}$

$$V_G - V_{FB} = \Psi_S + \gamma \sqrt{\Psi_S} - \frac{Q'_i}{C'_{ox}}$$

$$\Psi_{SP} = \Psi_S \Big|_{|Q'_i| \gg |Q'_B|} = V_G - V_{FB} - \gamma \left(\sqrt{V_G - V_{FB} + \frac{\gamma^2}{4}} - \frac{\gamma}{2} \right)$$

- ❖ Ψ_{SP} είναι το δυναμικό επιφάνειας 'pinch-off' (pinch-off surface potential) Ψ_{SP}
- ❖ Ορίζεται το δυναμικό 'pinch-off' (pinch-off voltage) ως: $V_P = \Psi_{SP} - \Psi_0$
- ❖ Ορίζεται η κλίση (slope factor) ως:

$$n \equiv \left[\frac{\partial \Psi_{SP}}{\partial V_G} \right]^{-1} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\Psi_{SP}}} \cong 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\Psi_0 + V_P}}$$

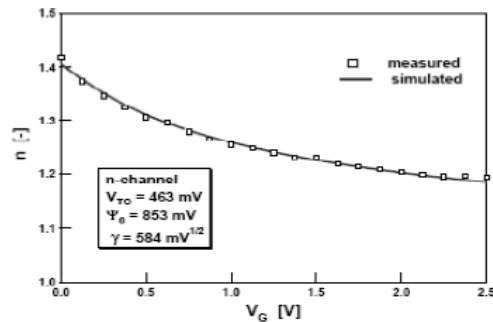
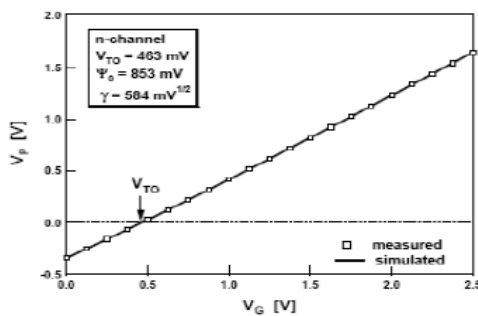
- ❖ Τάση κατωφλίου V_{TO} [V] (threshold voltage):

$$V_{TO} \equiv V_{FB} + \Psi_0 + \gamma \sqrt{\Psi_0}$$

- ❖ Τάση pinch-off V_P [V]: $V_P = V'_G - \Psi_0 - \gamma \left(\sqrt{V'_G + \frac{\gamma^2}{4}} - \frac{\gamma}{2} \right)$ $V'_G = V_G - V_{FB}$
 $= V_G - V_{TO} + \Psi_0 + \gamma \sqrt{\Psi_0}$

- ▶ Μια πολύ καλή (και χρήσιμη) προσέγγιση της V_P είναι:

$$V_P \cong \frac{V_G - V_{TO}}{n}$$



Σχ Β3 – V_p , n Vs V_g

B.3 Ρεύμα καναλιού

$$I_D|_x = \mu W (-Q'_i) \cdot \frac{\partial V_{ch}}{\partial x} \equiv \mu W \cdot \left[-Q'_i \frac{\partial \Psi_s}{\partial x} + U_T \frac{\partial Q'_i}{\partial x} \right]$$

Προσέγγιση: γραμμική σχέση $Q'_i - \Psi_s$:

$$\frac{\partial \Psi_s}{\partial x} \cong \frac{1}{n \cdot C'_{ox}} \frac{\partial Q'_i}{\partial x}$$

Συνδέοντας τα παραπάνω:

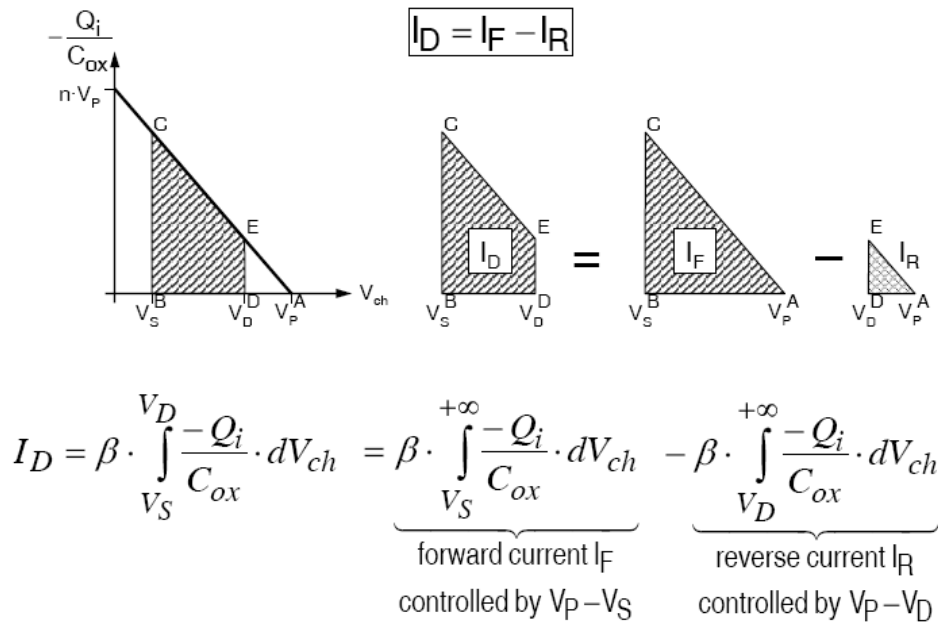
$$I_D|_x = \mu W \cdot \left[-\frac{Q'_i(x)}{n \cdot C'_{ox}} + U_T \right] \frac{\partial Q'_i}{\partial x}$$

Ολοκλήρωση από source έως drain [υπόθεση I_D είναι σταθερό σε όλο το κανάλι]:

$$I_D = \mu \frac{W}{L} \cdot \left[\int_{Q'_{is}}^{Q'_{id}} \frac{-Q'_i}{n \cdot C'_{ox}} \cdot dQ'_i + \int_{Q'_{is}}^{Q'_{id}} U_T \cdot dQ'_i \right] = \mu \frac{W}{L} \cdot \left[\left(\frac{Q'^2_{is}}{2n \cdot C'_{ox}} + U_T Q'_{is} \right) - \left(\frac{Q'^2_{id}}{2n \cdot C'_{ox}} + U_T Q'_{id} \right) \right]$$

$$= I_F - I_R$$

Όπου I_F και I_R ονομάζονται ρεύματα Forward και Reverse και το τι δηλώνει το καθένα φαίνεται παρακάτω.



Για μεγαλύτερη ευκολία στην ανάλυση του μοντέλου και για την εξαγωγή καλύτερων συμπερασμάτων όσον αφορά τη λειτουργία του προχωράμε στον ορισμό των κανονικοποιημένων ρευμάτων Forward και Reverse .

$$\boxed{i_d \equiv \frac{I_D}{I_{spec}} = i_f - i_r \quad \text{με} \quad I_{spec} = 2 \cdot n \cdot \beta \cdot U_T^2} \quad \beta = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}$$

$$U_T \equiv \frac{k T}{q}$$

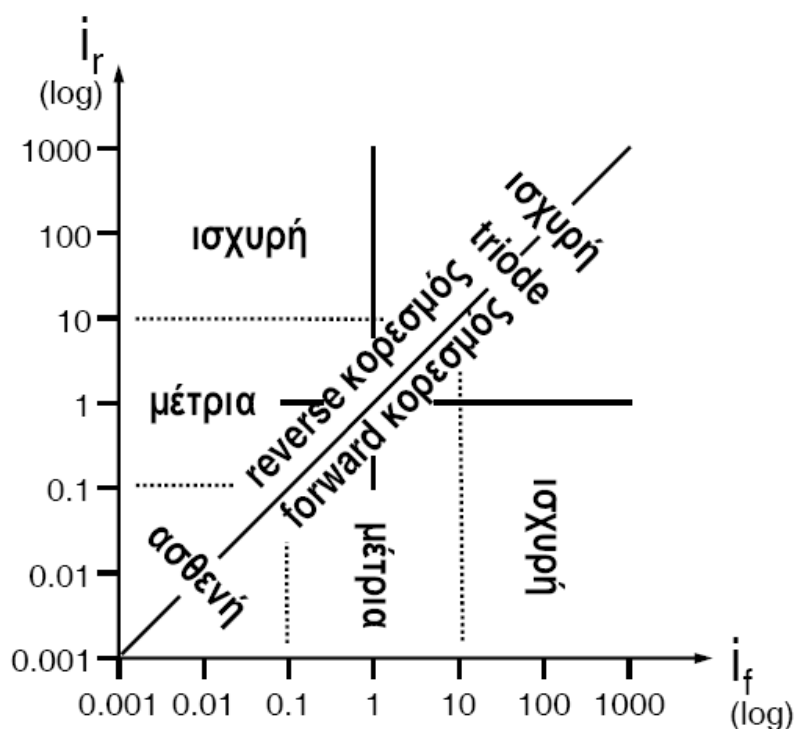
❖ Το ρεύμα καναλιού εξαρτάται **μόνο** από τα **φορτία** αναστροφής στο **source** q_s και στο **drain** q_d

$$\boxed{i_f = \frac{I_F}{I_{spec}} = q_s^2 + q_s \quad \text{και} \quad i_r = \frac{I_R}{I_{spec}} = q_d^2 + q_d}$$

$$q_s = q_i(\xi = 0) = Q_i(x=0)/Q_{spec} = Q_{iS}/Q_{spec}$$

$$q_d = q_i(\xi = 1) = Q_i(x=L)/Q_{spec} = Q_{iD}/Q_{spec}$$

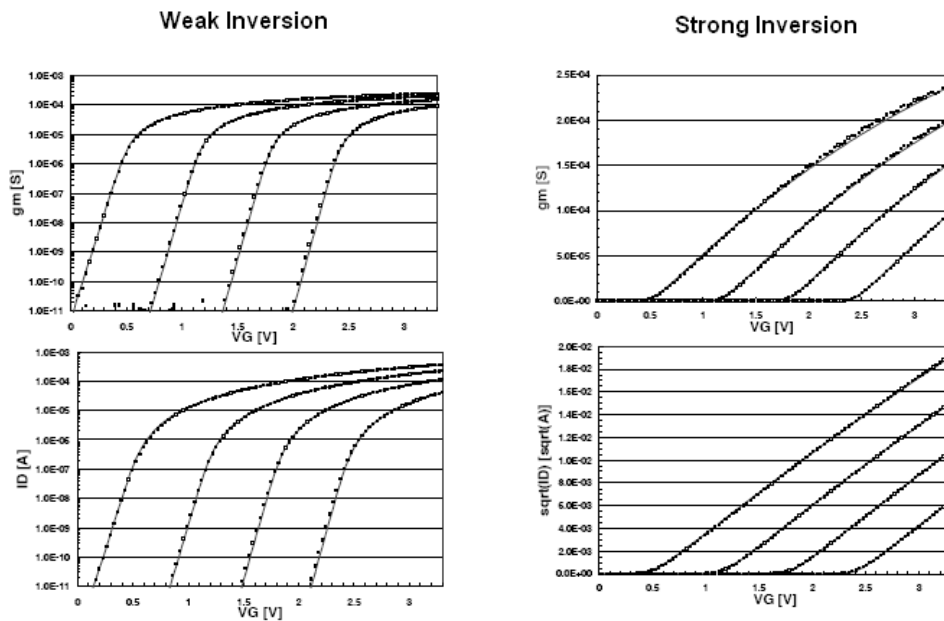
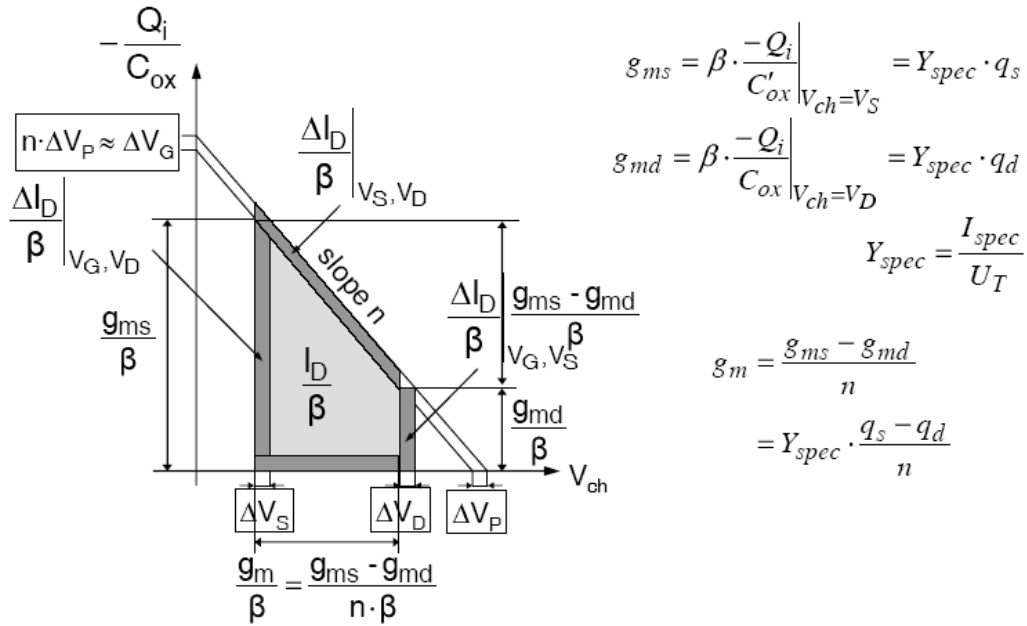
$$\text{με} \quad q_i = Q_i/Q_{spec} \quad \text{και} \quad Q_{spec} = -2 \cdot n \cdot C_{ox} \cdot U_T$$



Σχ Β.4 – Επίπεδα αναστροφής του MOS τρανζίστορ (vs. i_f και i_r)

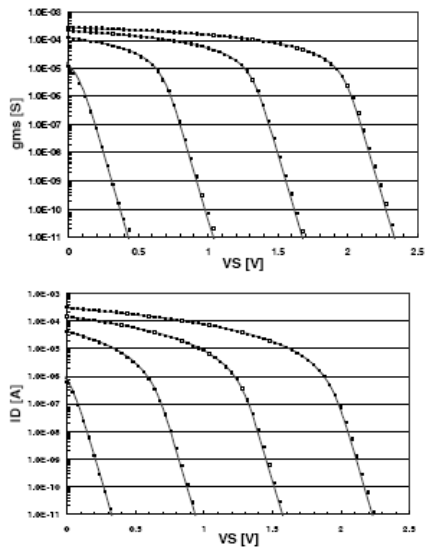
Σε περιοχή κορεσμού, όπως φαίνεται και από το Σχ. Α.4 το κανονικοποιημένο ρεύμα i_f γίνεται μηδέν με αποτέλεσμα $i_d = i_f$.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται πως ορίζονται οι διαγωγιμότητες του τρανζίστορ ενώ ακολουθούν κάποια γραφήματα που δείχνουν τη λειτουργία του τρανζίστορ τόσο σε ασθενή όσο και σε ισχυρή αναστροφή.

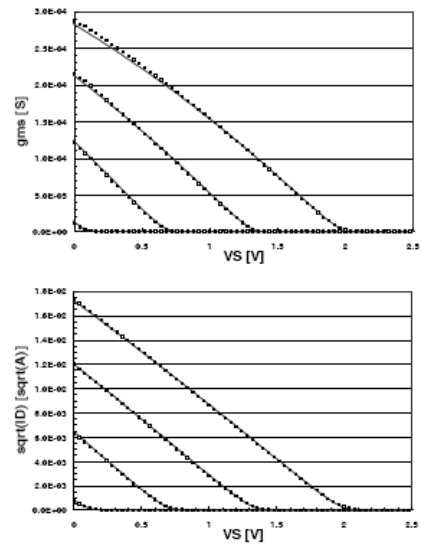


Σχ Β.5 – G_m, I_d Vs V_G

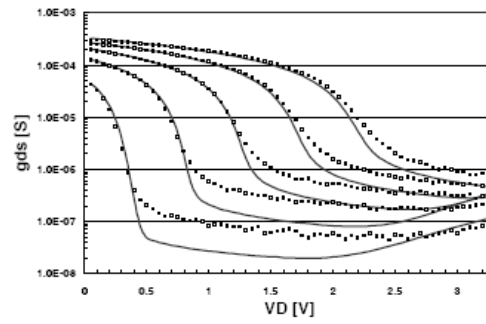
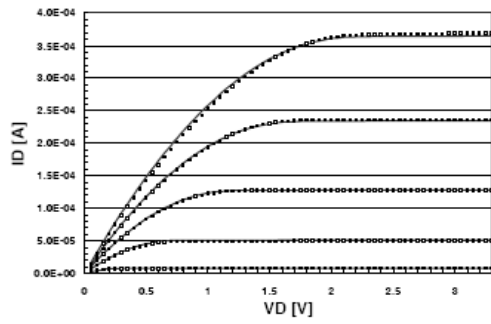
Weak Inversion



Strong Inversion



Σ_X B.6 – G_m, I_D Vs V_S



Σ_X B.7 – G_{ds}, I_D Vs V_D

Αναφορές

- [1] J. SEGURA, C. F. HAWKINS, “Cmos Electronics – How it works, How it Fails”, IEEE Press, 2004.
- [2] Α. Μπαζιγός, “Μοντελοποίηση MOS τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες”, PhD Thesis, ΕΜΠ, 2008.
- [3] S.C. Terry, J.M. Rochelle, D.M. Binkley, B.J. Blalock, and D. Foty, M. Bucher, “Comparison of a BSIM3V3 and EKV MOST Model for a 0.5um CMOS Process and Implications for Analog Circuit Design,” IEEE Trans. On Nuclear Sciences, Vol. 50, No. 8, pp. 915-920, August 2003
- [4] J. Chang, A. A. Abidi, Y. R. Viswanathan, “Flicker noise in CMOS transistors from subthreshold to strong inversion at various temperatures”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41, No. 11, Nov. 2004.
- [5] C. Enz, E. Vittoz, “Charge Based MOS Transistor Modeling”, John Wiley and Sons, 2006.
- [6] A. L. M. Whorter, “Semiconductor Surface Physics,” R. H. Kingston, Ed. Philadelphia: University of Pennsylvania Press, P. 27, 1957.
- [7] M. Valenza, A. Hoffman, D. Sodini, A. Laigle, F. Martinez, D. Rigaud, “Overview of the Impact of Downscaling Technology on 1/f Noise in MOSFETs to 90nm,” IEE Proc. – Circ. Devices Syst., Vol. 151, No. 2, pp. 102 – 110, April 2004.
- [8] A. S. Roy, “Noise and Small-Signal Modeling of Nanoscale MOSFETs”, PhD Thesis Nr. 3921, EPFL, 2007.
- [9] Y. TSIVIDIS, “Operation and Modelling of the MOS Transistor”, Second Ed. Oxford University Press, 1999.
- [10] F.M. Klaassen and J. Prins, “Thermal Noise of MOS Transistors”, Phillips Res. Repts., vol. 22, pp. 505-514, Oct. 1967
- [11] F.M. Klaassen and J. Prins, “Characterization of low 1/f noise in MOS Transistors”, IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 18, no. 10, pp. 887-891, Oct. 1971.
- [12] R. v. Langevelde, J. Paasschens, A. J. Scholten, R. Havens, L. Tiemeijer, and D. B. M. Klaassen, “New Compact Model for Induced gate Current Noise,” in Proc. Int. Electron. Device Meet., pp. 867-870, Dec. 2003.
- [13] A. S. Roy, C. C. Enz, J. M. Sallese, “Noise Modeling Methodologies in the Presence of Mobility Degradation and their Equivalence,” IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 53, No. 2, pp. 348 – 355, Feb. 2006.
- [14] A. Bazigos, M. Bucher, F. Krummenacher, J.-M. Sallese, A. S. Roy, C. Enz, EKV3 Model Documentation, Ver. 301.02, Technical University of Crete, 2008.
- [15] F. N. Hooge, “1/f Noise,” Physica, Vol. 83B, pp. 14 – 23, 1976
- [16] S. M. Sze, Semiconductor Devices: Physics and Technology, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1981
- [17] W. Shockley, J. A. Copeland, and R. P. James, “The Impedance Field Method of Noise calculation in Active Semiconductor Devices,” in Quantum Theory of Atoms, Molecules and the Solid-State, O. Lowdin, Ed. New York: Academic Press, 1966, p. 537

- [18] A. J. Scholten, L. F. Tiemeijer, R. van Langevelde, R. J. Havens, A. T. A. Zegers-van Duijnhoven, V. C. Venezia, *"Noise Modeling for RF CMOS Circuit Simulation"*, IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 50, Nr. 3, pp. 618-32, 2003.
- [19] D. M. Binkley, *"Tradeoffs and Optimization in Analog CMOS Design"*, John Wiley and Sons, 2008.
- [20] JW. Wu, J. W. You, H. C. Ma, C. C. Cheng, C. F. Hsu, C. S. Chang, G.-W. Huang, T. Wang, *"Excess Low-Frequency Noise in Ultrathin Oxide n-MOSFETs Arising from Valence-Band Electron Tunneling"*, IEEE Trans. Electron Devices Vol. 52, Nr. 9, pp. 2061-6, Sept. 2005.
- [21] K.M.v.Vliet, *"The Transfer-Impedance Method for Noise in Field-Effect Transistors,"* Solid-State Electron., vol.22,no.3,pp.233-236,Mar.1979
- [22] G. Reimbold, *"Modified 1/f Trapping Noise Theory and Experiments in MOS Transistors Biased from Weak to Strong Inversion – Influence of Interface States,"* IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 31, no. 9, pp. 1190–1198, Sept. 1984.
- [23] R. Kolarova, T Skotnicki, J.A. Chroboczek, *"Low frequency noise in thin Gate oxide MOSFETs,"* Microelectronics Reliability, Vol. 41, pp. 579 – 585, Feb. 2001.

