



**ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΚΡΗΤΗΣ**

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

“Μελέτη Θορύβου Χαμηλής Συχνότητας σε διατάξεις zero - VT MOSFET”

ΜΑΝΑΡΩΛΗΣ ΞΕΝΟΦΩΝ

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ:

Αν. Καθηγητής Matthias Bucher (επιβλέπων)

Καθηγητής Κωνσταντίνος Μπάλας

Αν. Καθηγητής Ευτύχιος Κουτρούλης

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ ABSTRACT

Η CMOS τεχνολογία εξακολουθεί να κυριαρχεί στην υλοποίηση και κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Έχει κάποια πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα όπως η αξιοπιστία, το χαμηλό κόστος, η χαμηλότερη κατανάλωση και το scaling. Τα τελευταία χρόνια με την εξέλιξη των φορητών ηλεκτρονικών συσκευών και των ασύρματων τηλεπικοινωνιών, έχει γίνει απαραίτητη η μείωση της τάσης τροφοδοσίας με σκοπό να αυξηθεί η διάρκεια λειτουργίας της μπαταρίας των συσκευών αυτών. Η χρήση των Native MOSFET σε αυτές τις εφαρμογές αποτελεί μια αξιόπιστη επιλογή εξαιτίας της χαμηλής κατανάλωσης ισχύος που χαρακτηρίζει τις συγκεκριμένες διατάξεις.

Ωστόσο, ένα σημαντικό μειονέκτημα των MOS τεχνολογιών είναι ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων ο οποίος μπορεί να γίνει ιδιαίτερα σημαντικός σε σύγχρονες τεχνολογίες μιας και είναι αντιστρόφως ανάλογος με την επιφάνεια του τρανζίστορ. Παρά το γεγονός ότι είναι κυρίαρχος σε χαμηλές συχνότητες, μπορεί να επηρεάσει αρκετά σημαντικά ακόμα και RF εφαρμογές όπως ένα ταλαντωτή τάσης (VCO) για παράδειγμα εξαιτίας της μετατροπής του σε θόρυβο φάσης. Άλλα κυκλώματα που μπορεί να επηρεάσει είναι flash μνήμες και CMOS image sensors. Ο θόρυβος δημιουργίας / ανασυνδυασμού καθώς και ο flicker ή  $1/f$  θόρυβος είναι οι δύο κύριες μορφές θορύβου χαμηλών συχνοτήτων. Ο πρώτος κυριαρχεί σε τρανζίστορ μικρής επιφάνειας εξαιτίας του μηχανισμού trapping-detrapping όπου κάθε ελεύθερο φορτίο που παγιδεύεται στο οξείδιο δημιουργεί ένα τυχαίο τηλεγραφικό σήμα και κατά συνέπεια ένα Lorentzian φάσμα στο πεδίο της συχνότητας. Σε μεγαλύτερα τρανζίστορ ο μεγάλος αριθμός παγίδων, ιδιαίτερα αν είναι ομοιογενώς κατανεμημένος, θα οδηγήσει σε μια υπέρθεση των Lorentzian φασμάτων και τελικά σε ένα φάσμα αντιστρόφως ανάλογο της συχνότητας ή  $1/f$  θόρυβο.

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας, μια λεπτομερής ανάλυση της μέσης τιμής αλλά και της μεταβλητότητας του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε Native MOSFET πραγματοποιήθηκε για πρώτη φορά. Τα τρανζίστορ που μετρήθηκαν και αναλύθηκαν ήταν από μια πειραματική  $0.18\mu\text{m}$  CMOS τεχνολογίας ενώ τα δεδομένα μοντελοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας γνωστά και απλά μοντέλα. Τόσο η μέση τιμή όσο και η μεταβλητότητα του κανονικοποιημένου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων μεγιστοποιείται σε ασθενή αντιστροφή ενώ φαίνεται να πέφτει σε ισχυρή αντιστροφή ενώ επίσης υψηλότερα επίπεδα θορύβου αλλά και διασποράς του θορύβου παρατηρούνται σε μικρότερες διατάξεις. Τέλος, φαίνεται ότι οι Native διατάξεις έχουν περίπου ίδιο επίπεδο θορύβου με συμβατικές διατάξεις αλλά πολύ βελτιωμένη μεταβλητότητα.

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Matthias Bucher για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου αυτήν την εργασία καθώς και για την πολύτιμη βοήθεια του.

Στη συνέχεια θα ήθελα να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στον διδάκτορα κ. Νικο Μαυρεδάκη, το οποίο φυσικά δεν είναι καθόλου αρκετό για όλη τη βοήθεια που μου προσέφερε αυτό τον καιρό, προκειμένου να μπορέσω να ολοκληρώσω την εργασία.

Επίσης να ευχαριστήσω όλο το προσωπικό του εργαστηρίου μικροηλεκτρονικής για την βοήθειά και τη συμπαράστασή τους.

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ ABSTRACT.....	2
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ .....	3
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	5
1.1 Γενικά για το θόρυβο σε MOS τεχνολογία .....	5
1.2 Δομή της εργασίας .....	5
2. ΔΟΜΗ MOS ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ .....	6
2.1 Βασική δομή του MOSFET .....	6
2.2 Λειτουργία του MOSFET .....	8
2.3 Native MOSFET .....	10
3. ΘΟΡΥΒΟΣ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΣΤΑ MOSFET.....	13
3.1 Γενικά για το θόρυβο.....	13
3.2 Τύποι θορύβου στα MOSFET .....	14
3.2.1 Θερμικός θόρυβος.....	15
3.2.2 Θόρυβος βολής.....	15
3.2.3 Θόρυβος δημιουργίας /ανασυνδυασμού (RTS).....	15
3.2.4 Flicker θόρυβος (1/f) .....	16
3.2.4.1 Φαινόμενο διακύμανσης του αριθμού φορέων στα MOSFET .....	17
3.2.4.2 Στατιστική μεταβλητότητα 1/f θορύβου .....	21
4. ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ .....	23
4.1 Διατάξεις και σύστημα μετρήσεων .....	23
4.2 Μετρήσεις ρεύματος-τάσης .....	26
4.3 Φάσματα 1/f θορύβου αναφερόμενου στην υποδοχή ( $S_{ID}$ PSDs).....	28
4.4 Επεξεργασία αποτελεσμάτων .....	32
4.4.1 Native MOSFET - $W/L=5\mu m/2\mu m$ .....	33
4.4.2 Native MOSFET - $W/L=2\mu m/1\mu m$ .....	36
4.4.3 Native MOSFET - $W/L=0.22\mu m/0.18\mu m$ .....	39
4.4.4 Συγκρίσεις Native MOSFETs με κοινό σκετο παραμέτρων .....	42
4.4.5 Συγκρίσεις Native με Standard MOSFETs ως προς την πόλωση και ως προς την επιφάνεια .....	46
5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....	49
References .....	51

# 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

## 1.1 Γενικά για το θόρυβο σε MOS τεχνολογία

Ο θόρυβος στην ηλεκτρονική και ειδικότερα στις τηλεπικοινωνίες, ορίζεται ως κάθε ανεπιθύμητη διακύμανση η οποία μειώνει την πληροφορία του σήματος και καθορίζει την ελάχιστη στάθμη ενός σήματος έτσι ώστε αυτό να μπορεί να ανιχνευτεί. Όσον αφορά τις ημιαγωγικές διατάξεις, ο θόρυβος παρατηρείται σε όλες και γίνεται αντιληπτός μέσω τυχαίων διακυμάνσεων στο ρεύμα ή το δυναμικό. Στις διατάξεις MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), ο θόρυβος ρεύματος υποδοχής ( $S_{ID}$ ) ή ο θόρυβος δυναμικού πύλης ( $S_{VG}$ ) δημιουργούνται από διακυμάνσεις ρεύματος ή δυναμικού αντίστοιχα. Ανεξάρτητα από τι προκαλεί αυτές τις διακυμάνσεις, το αποτέλεσμα είναι η μεταβολή της τιμής του ρεύματος ή της τάσης γύρω από μία μέση τιμή. Δύο είναι οι κύριες πηγές θορύβου στα MOSFET, ο θερμικός θόρυβος και ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (LF θόρυβος) ο οποίος και ονομάζεται  $1/f$  ή flicker θόρυβος για μεγαλύτερες διατάξεις λόγω της συμπεριφοράς του όπως θα δούμε και παρακάτω. Στην πραγματικότητα, η βασική πηγή LF θορύβου ενός MOSFET, είναι ο θόρυβος δημιουργίας / ανασυνδυασμού (RTS) που λαμβάνει χώρα στο κανάλι του τρανζίστορ και στη συνέχεια υπό συγκεκριμένες προϋποθέσεις μπορεί να μετατραπεί σε  $1/f$  θόρυβο. Τέλος σε ένα MOSFET μπορεί να συναντήσει κανείς και τον θόρυβο βολής (shot).

Τα τελευταία χρόνια, οι ασύρματες εφαρμογές όπως τα κινητά τηλέφωνα, ασύρματα τοπικά δίκτυα LAN, Bluetooth, WiMAX χρησιμοποιούνται κατά κόρον. Η βασική αιτία για αυτήν την ανάπτυξη, ήταν οι προηγμένες CMOS τεχνολογίες που επέτρεψαν την ολοκλήρωση διαφορετικών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων σε ένα chip. Από την άλλη μεριά, η αντικατάσταση των διπολικών τρανζίστορ από CMOS, προκάλεσε κάποια προβλήματα εξαιτίας του αυξημένου θορύβου που παρατηρείται στις MOS διατάξεις. Οι σχεδιαστές αναλογικών κυκλωμάτων στις μέρες μας, συνεχώς προσπαθούν να αντιμετωπίσουν με επιτυχία το πρόβλημα του θορύβου μιας και αυτός εμφανίζεται σε συνθήκες που άλλα σημαντικά μεγέθη όπως η κατανάλωση ισχύος, η γραμμικότητα και η ταχύτητα ικανοποιούν ιδανικά τις προδιαγραφές ενός συστήματος. [1- 2]

Η εργασία αυτή επικεντρώνεται κυρίως στον θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων σε τρανζίστορ μηδενικής τάσης κατωφλίου (ZVT, Native MOSFET). Ο LF θόρυβος χωρίζεται σε δύο κατηγορίες; flicker ή  $1/f$  θόρυβο σε μεγαλύτερες διατάξεις και σε RTS θόρυβο σε μικρότερες. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του flicker θορύβου είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας σε χαμηλές συχνότητες κάτω από την λεγόμενη γωνιακή συχνότητα  $f_c$ . Ο LF θόρυβος μπορεί να αποτελέσει ένα σημαντικό εμπόδιο στην σχεδίαση αναλογικών και RF εφαρμογών. Για παράδειγμα, διαμορφώνεται σε ανεπιθύμητο θόρυβο φάσης σε κυκλώματα ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (VCO) με συνέπεια να περιορίζει την χωρητικότητα της πληροφορίας σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Επίσης ο LF θόρυβος αυξάνει αντιστρόφως ανάλογα με την επιφάνεια μιας διάταξη και αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μεγιστοποιείται η επίδραση του σε προηγμένες νανοδιατάξεις όπου γωνιακές συχνότητες μερικών δεκάδων MHzs μπορούν να παρατηρηθούν. Για όλους τους παραπάνω λόγους, η μελέτη του LF θορύβου είναι πάρα πολύ σημαντική ιδιαίτερα για MOSFET μηδενικής τάσης κατωφλίου όπου και δεν υπάρχουν αρκετές αντίστοιχες μελέτες διαθέσιμες στη βιβλιογραφία.

## 1.2 Δομή της εργασίας

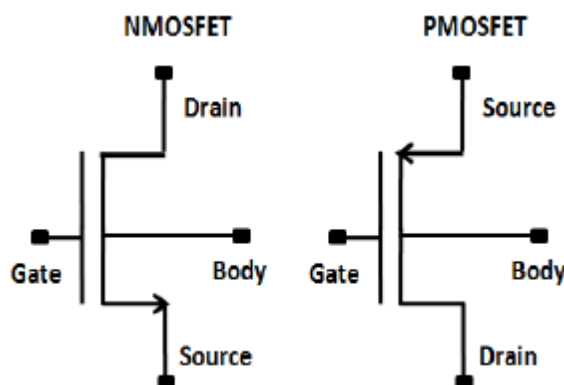
Τα περιεχόμενα αυτής της πτυχιακής εργασίας οργανώνονται ως εξής: στο Κεφάλαιο 1 γίνεται μια εισαγωγή στο θόρυβο και στην επίδραση του σε MOSFET διατάξεις. Επικεντρωνόμαστε κυρίως στο LF θόρυβο που είναι και το αντικείμενο αυτής της μελέτης. Στη συνέχεια στο Κεφάλαιο 2, η βασική δομή και λειτουργία

του MOSFET παρουσιάζεται ενώ ακολουθεί η περιγραφή των βασικών χαρακτηριστικών του MOSFET μηδενικής τάσης κατωφλίου. Στο Κεφάλαιο 3, ο LF θόρυβος στα MOSFET παρουσιάζεται εκτενώς όσον αφορά τη συμπεριφορά της μέσης τιμής του άλλα και τη μεταβλητότητα του. Στο Κεφάλαιο 4, η πειραματική διαδικασία καθώς και τα αποτελέσματα της εργασίας αυτής παρουσιάζονται. Τέλος, στο Κεφάλαιο 5 παρατίθενται τα συνολικά συμπεράσματα της μελέτης.

## 2. ΔΟΜΗ MOS ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ

### 2.1 Βασική δομή του MOSFET

Η λειτουργία του MOSFET, όπως προκύπτει και από την ονομασία του, καθορίζεται από την επίδραση του πεδίου. Πιο συγκεκριμένα, το ηλεκτρικό πεδίο που εμφανίζεται, μεταξύ δύο ακροδεκτών, καθορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ των δύο άλλων ακροδεκτών. Τα τρανζίστορ FET θεωρούνται πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση σε αντίθεση με τα διπολικά τρανζίστορ που είναι πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από ρεύμα. Αυτή η βασικά διαφορά αποτελεί μεγάλο πλεονέκτημα για τα FET καθώς τα κάνει να έχουν πολύ χαμηλότερη κατανάλωση. Το MOSFET είναι μια διάταξη 4 ακροδεκτών και όπως όλες οι ημιαγωγικές διατάξεις, μπορεί να κατασκευαστεί με δύο συμπληρωματικούς τρόπους αναλόγως με την πολικότητα των περιοχών του. Έτσι έχουμε τα N-channel MOSFET (NMOS) και τα P-channel MOSFET (PMOS) των οποίων τα κυκλωματικά σύμβολα δείχνονται στο Σχήμα 2.1. Οι τέσσερις ακροδέκτες του MOSFET είναι: Πύλη (Gate-G), Πηγή (Source-S), Σώμα (Body or Bulk-B) και Υποδοχή (Drain-D). Στην πραγματικότητα υπάρχει μια μονωτική επιφάνεια μεταξύ της πύλης και της υπόλοιπης διάταξης. Το πεδίο που αναπτύσσεται κάτω από αυτόν τον μονωτή καθορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ των ακροδεκτών υποδοχής και πηγής.

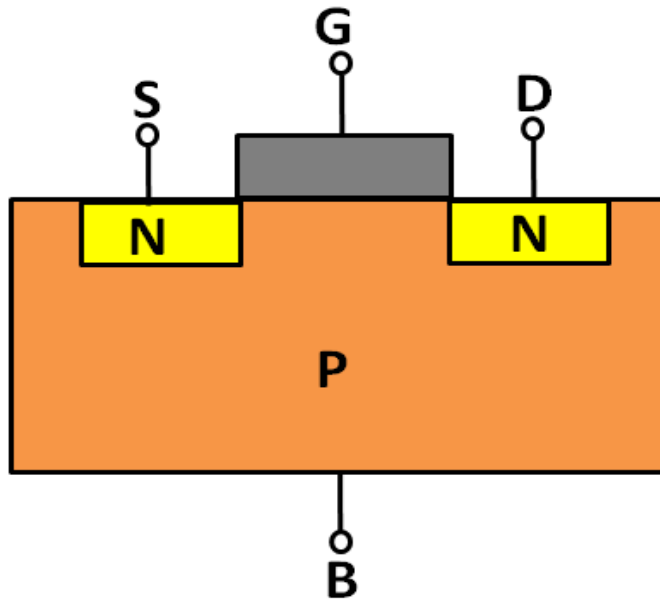


Σχήμα 2.1: NMOS-PMOS κυκλωματικά σύμβολα [3]

Στο σχήμα 2.2, η διατομή ενός NMOS τρανζίστορ απεικονίζεται. Ο ακροδέκτης σώματος θεωρείται ότι επεκτείνεται σε όλο το υπόστρωμα το οποίο για ένα NMOSFET συνήθως είναι ένας ημιαγωγός p-τύπου. Ο ακροδέκτης της πύλης αποτελείται από μια αγωγίμη επιφάνεια που βρίσκεται κάτω από ένα μονωτικό στρώμα όπως αναφέρθηκε και πριν. Ο πιο γνωστός τέτοιος μονωτής είναι το διοξείδιο του πυριτίου ( $SiO_2$ ). Για την καλύτερη λειτουργία της διάταξης, η πύλη πρέπει να έχει όσο το δυνατόν χαμηλότερη αντίσταση και για αυτόν το λόγο, πολυπυρηντικές πύλες συνήθως χρησιμοποιούνται. Η πύλη έχει ίδιου τύπου νόθευση (doping) με την πηγή και την υποδοχή και αντίθετη με τον ημιαγωγό [2]. Κατά συνέπεια, δύο παρασιτικές δίοδοι δημιουργούνται μεταξύ πηγής-υποστρώματος και υποδοχής-υποστρώματος. Έτσι προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις για το NMOS τρανζίστορ.

$$\begin{aligned} V_S > V_B &\Leftrightarrow V_S - V_B > 0 \Leftrightarrow V_{SB} > 0 \\ V_D > V_B &\Leftrightarrow V_D - V_B > 0 \Leftrightarrow V_{DB} > 0 \\ V_D > V_S &\Leftrightarrow V_D - V_S > 0 \Leftrightarrow V_{DS} > 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

όπου  $V_S$  είναι το δυναμικό πηγής,  $V_D$  είναι το δυναμικό υποδοχής και  $V_B$  είναι το δυναμικό σώματος. Στα NMOS, ο ακροδέκτης της πηγής έχει χαμηλότερο δυναμικό από αυτόν της πύλης. Στο Σχήμα 2.2, μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί ότι υπάρχει μια απόλυτη συμμετρία μεταξύ των ακροδεκτών πηγής και υποδοχής.

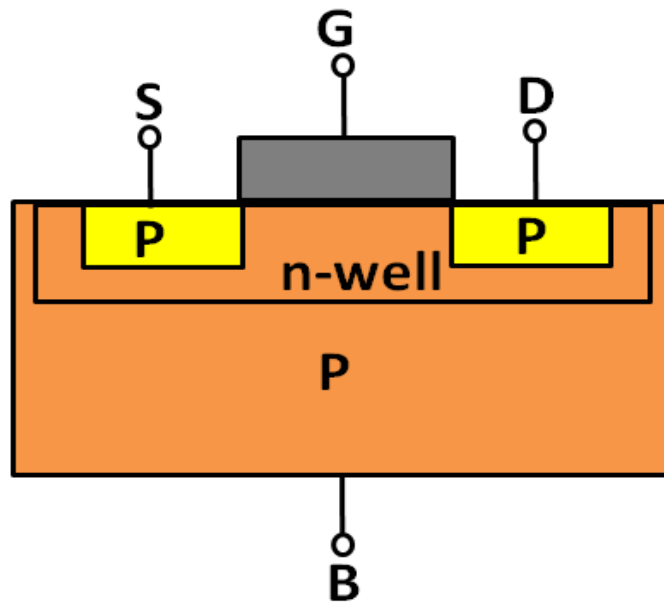


Σχήμα 2.2: Διατομή ενός NMOS τρανζίστορ [3]

Σε μια αρχική ανάλυση της διάταξης, παρατηρείται ότι δεν υπάρχει ηλεκτρική διασύνδεση μεταξύ πηγής και υποδοχής. Ο p-τύπου ημιαγωγός που βρίσκεται ανάμεσά τους, μονώνει τις δύο περιοχές. Αυξάνοντας την τάση στην πύλη, φορείς ίδιου τύπου με αυτούς στην πηγή και την υποδοχή (n-τύπου για τα NMOS), δύναται να συγκεντρωθούν και αυτό το νέο στρώμα φορέων κάτω από τον μονωτή δημιουργεί μια ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ πηγής και υποδοχής, το λεγόμενο κανάλι του τρανζίστορ. Το πλάτος του καναλιού συμβολίζεται ως  $W$  (Width) και το μήκος ως  $L$  (Length). Το μήκος του καναλιού  $L$  όπως και το πάχος του μονωτή ( $T_{ox}$ ), παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο στην απόδοση των CMOS κυκλωμάτων καθώς η εξέλιξη των CMOS τεχνολογιών οφείλεται στην συρρίκνωση αυτών των δύο διαστάσεων.

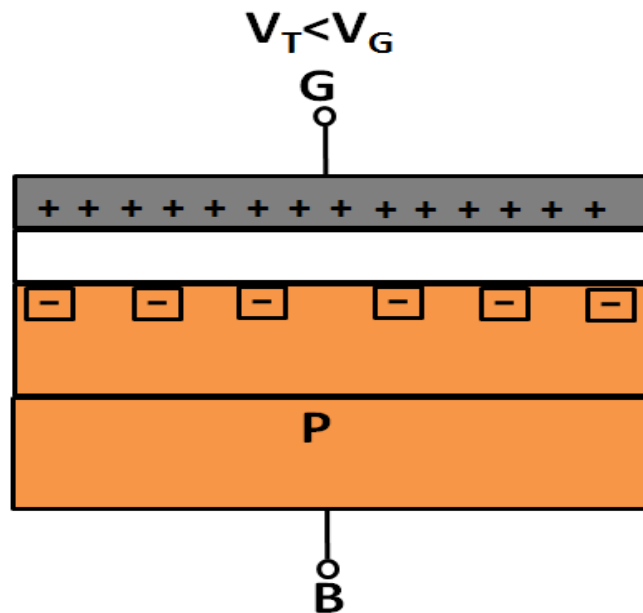
Ένα PMOS τρανζίστορ έχει ακριβώς την ίδια δομή αλλά αντίθετες πολικότητες από ένα NMOS όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3. Μία βασική διαφορά είναι ότι εφόσον τα PMOSFET κατασκευάζονται στο ίδιο υπόστρωμα με τα NMOSFET στις CMOS τεχνολογίες, η υλοποίηση τους απαιτεί την δημιουργία μιας μεγάλης n-τύπου περιοχής μέσα στο p-τύπου υπόστρωμα. Αυτή η περιοχή ονομάζεται πηγάδι n-τύπου (n-well). Οι Εξισώσεις 2.2 για τα PMOSFET είναι ίδιες με τις Εξισώσεις 2.1 (NMOSFET) αλλάζοντας απλά τα πρόσημα και θεωρώντας ότι το δυναμικό στην πηγή είναι μεγαλύτερη από ότι στην υποδοχή.

$$\begin{aligned}
 V_S < V_B &\Leftrightarrow V_S - V_B < 0 \Leftrightarrow V_{SB} < 0 \\
 V_D < V_B &\Leftrightarrow V_D - V_B < 0 \Leftrightarrow V_{DB} < 0 \\
 V_D < V_S &\Leftrightarrow V_D - V_S < 0 \Leftrightarrow V_{DS} < 0
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$



Σχήμα 2.3: Διατομή ενός PMOS τρανζίστορ [3]

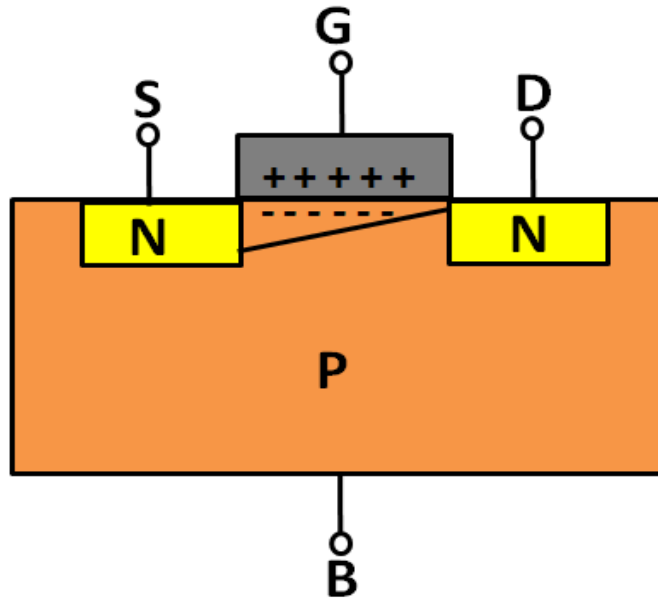
## 2.2 Λειτουργία του MOSFET



Σχήμα 2.4: NMOS τρανζίστορ ως πυκνωτής [3]

Όσο η τάση στην πύλη ενός MOSFET παραμένει μηδενική ( $V_{GS}=0$ ), οι δύο pn διόδοι μεταξύ του p-τύπου υποστρώματος και των n-τύπου πηγής και υποδοχής, αποτρέπουν την αγωγιμότητα στο κανάλι, ακόμα και αν εφαρμόζεται τάση μεταξύ πηγής και υποδοχής ( $V_{DS}>0$ ). Όσο η τάση στην πύλη αυξάνεται ( $V_{GS}>0$ ) ενώ δεν εφαρμόζεται τάση στο κανάλι ( $V_{DS}=0$ ), η πύλη και το υπόστρωμα σχηματίζουν ένα πυκνωτή και κατά συνέπεια, οπές απωθούνται κάτω από την πύλη προς το υπόστρωμα με αποτέλεσμα να αφήνουν αρνητικά ιόντα κάτω από την πύλη. Όταν η τάση στην πύλη φτάσει μια συγκεκριμένη τιμή που ονομάζεται τάση κατωφλίου

( $V_{GS}=V_{TH}$ ), ένα n-τύπου κανάλι από φορείς δημιουργείται που ονομάζεται και στρώμα αντιστροφής (inversion) [2] (Σχήμα 2.4).



Σχήμα 2.5: NMOS τρανζίστορ ως πυκνωτής [3]

Εάν τάση εφαρμοστεί μεταξύ πηγής και υποδοχής ( $V_{DS}>0$ ), θα δημιουργηθεί ρεύμα στο κανάλι με τους φορείς να κινούνται από την υποδοχή στην πηγή. Για μικρές τιμές της τάσης  $V_{DS}$ , το ρεύμα στο κανάλι ( $I_{DS}$ ) αυξάνεται γραμμικά αλλά για αρκετά μεγαλύτερες τιμές της τάσης  $V_{DS}$ , το ρεύμα φτάνει σε κορεσμό και δεν αυξάνεται άλλο. Αυτό συμβαίνει γιατί πάνω από αυτήν την τιμή κορεσμού, η τάση στην υποδοχή είναι τόσο μεγάλη όπου μπορεί να συγκεντρώσει όλα τα ηλεκτρόνια που παρέχονται από το κανάλι και το κανάλι αποκόπτεται (Pinch-off) ενώ η υποδοχή μπαίνει σε λειτουργία εξάντλησης (depletion) όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5. Αυτές οι δύο περιοχές κάτω και πάνω από την τιμή κορεσμού του καναλιού ( $V_{DSSAT}$ ) ονομάζονται ως γραμμική περιοχή (linear) και περιοχή κορεσμού (saturation). Η τιμή της τάσης  $V_{DSSAT}$  εξαρτάται και από την τάση  $V_{GS}$  καθώς αυξάνει όσο αυτή αυξάνει [2].

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η τάση στην πύλη είναι υπεύθυνη για τη δημιουργία της αντιστροφής στο κανάλι. Η αντιστροφή διακρίνεται σε τρεις υποπεριοχές αναλόγως το επίπεδο της αντιστροφής στο κανάλι. Η ασθενής αντιστροφή (Weak Inversion) ορίζεται ως η περιοχή όπου η συγκέντρωση  $n$  φορέων στο κανάλι είναι μεγαλύτερη από την ενδογενή συγκέντρωση φορέων στο πυρίτιο  $n_i$  αλλά μικρότερη από την συγκέντρωση νόθευσης (doping)  $N_A$ . Όσο η τάση στην πύλη αυξάνεται και γίνει μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου, περνάμε αρχικά στην μέτρια (Moderate) και στη συνέχεια στην ισχυρή (Strong) αντιστροφή. Και στις δύο αυτές περιοχές, η συγκέντρωση  $n$  φορέων στο κανάλι είναι μεγαλύτερη από την συγκέντρωση νόθευσης  $N_A$ . Το όριο μεταξύ αυτών των δύο περιοχών δεν είναι ξεκάθαρο [2]. Είναι σημαντικό εδώ να ορίσουμε τον συντελεστή αντιστροφής (Inversion Coefficient-IC), που αποτελεί ένα αριθμητικό μέσο για να περιγραφεί το επίπεδο της αντιστροφής όπου η μονάδα αντιστοιχεί στο κέντρο της μέτριας αντιστροφής [4].

$$IC = \frac{I_D}{I_0 (W / L)} \quad (2.3)$$

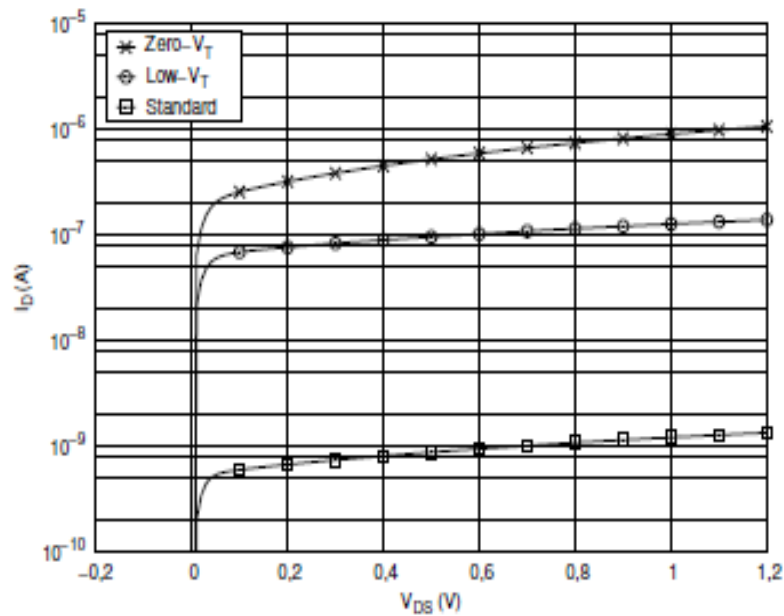
$$I_0 = 2n\mu C'_{ox} U_T^2$$

όπου  $I_0$  είναι το ρεύμα τεχνολογίας,  $n$  ο συντελεστής κλίσης σε ασθενή αντιστροφή,  $\mu$  η κινητικότητα των φορέων και  $C'_{ox}$  η χωρητικότητα του οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας. Για  $IC < 0.1$ , βρίσκμαστε σε ασθενή αντιστροφή, για  $0.1 < IC < 10$  σε μέτρια ενώ για  $IC > 10$  σε ισχυρή αντιστροφή. Σε παλιότερες CMOS τεχνολογίες, η μέτρια αντιστροφή θεωρούνταν ασήμαντη ενώ στις μέρες μας όπου η τάση τροφοδοσίας ολοένα και μειώνεται, η μέτρια και ακόμα και η ασθενή αντιστροφή μπορούν να γίνουν πολύ σημαντικές μιας και τα κυκλώματα συνήθως παρουσιάζουν ιδανική συμπεριφορά σε αυτές τις περιοχές.

## 2.3 Native MOSFET

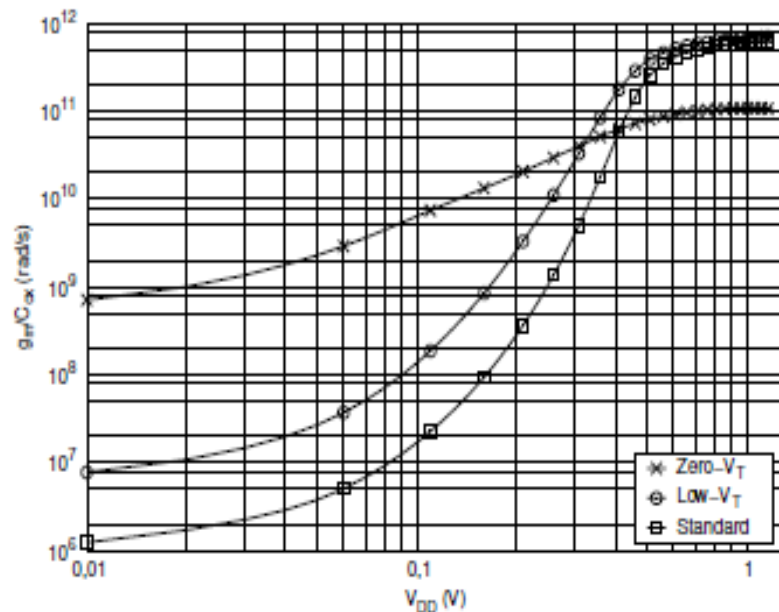
Τα τελευταία χρόνια με την εξέλιξη των φορητών ηλεκτρονικών συσκευών και των ασύρματων τηλεπικοινωνιών, έχει γίνει απαραίτητη η μείωση της τάσης τροφοδοσίας VDD με σκοπό να αυξηθεί η διάρκεια λειτουργίας της μπαταρίας των συσκευών αυτών. Ο σκοπός αυτός αποτελεί ένα από τους κυριότερους στόχους της τεχνολογίας σχεδιασμού VLSI. Επιπλέον με την διάδοση των φορητών συστημάτων τα οποία λειτουργούν με μπαταρία, απαιτείται μείωση όχι μόνο της ισχύος κατά τη λειτουργία αλλά και σε κατάσταση αναμονής. Για πολλές εφαρμογές θα ήταν επιθυμητή η παροχή χαμηλής τάσης τροφοδοσίας για δεδομένα μεγέθη συσκευών. Γενικά, συσκευές που απαιτούν χαμηλή τάση τροφοδοσίας κάνουν συντήρηση ισχύος, κάτι το οποίο είναι ιδιαίτερα επιθυμητό σε συστήματα τα οποία σπαταλούν μεγάλα ποσά ενέργειας, ή εξαρτώνται από πηγές με περιορισμένη ισχύ όπως μπαταρίες. Επίσης είναι αξιοσημείωτο το γεγονός ότι στο μέλλον, θα είναι απαραίτητες, συσκευές πολύ υψηλής ταχύτητας (high-speed) και πολύ χαμηλής ισχύος (Ultra-low-power). Χρησιμοποιώντας συμβατικά MOSFET τρανζίστορ οι παραπάνω στόχοι είναι δύσκολο να επιτευχθούν. Έτσι για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται MOSFETs μηδενικής τάσης κατωφλίου (ZVT, Native MOSFET) τα οποία έχουν χαμηλή κατανάλωση ισχύος [5].

Ο όρος ZVT (Zero Threshold Voltage) MOSFET ή μηδενικής τάσης κατωφλίου τρανζίστορ χρησιμοποιείται για μια συγκεκριμένη ομάδα τρανζίστορ, όπου η τάση κατωφλίου βρίσκεται πολύ κοντά στο μηδέν. Τα τρανζίστορ αυτά χρησιμοποιούνται για να προσφέρουν μεταγωγή με χαμηλή τάση και χαρακτηριστικά πολύ χαμηλής διαρροής όμοια με αυτά των συνηθισμένων τρανζίστορ. Τα Native MOSFET εμφανίστηκαν στα μέσα της δεκαετίας του 1990 όπου ο αρχικός στόχος ήταν να επιτευχθεί το ρεύμα αποκοπής να είναι ίσο με 1/10 του ρεύματος κορεσμού. Ωστόσο τα Native MOSFET δεν επιτυγχάνουν 100% μηδενική τάση κατωφλίου, αλλά από μία γενική άποψη της απώλειας ισχύος υπάρχει εκπληκτικό κέρδος. Η μηδενική τάση κατωφλίου ορίζεται για πολύ μικρή τιμή του  $I_{DS} = 1\mu A$  και  $V_{DS} = 0.1 V$  όταν η τάση της πύλης είναι  $V_{GS} = 0$ . Ωστόσο τα τρανζίστορ αυτά μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν κοινά MOSFET καθώς η συσκευή άγει ρεύμα και συμπεριφέρεται σαν fixed αντίσταση ακόμα και όταν η τάση της πύλης είναι μηδέν. Μια χαμηλή τάση στην πύλη μπορεί να μειώσει (ακόμα και σε αρνητικά επίπεδα τάσης) το  $I_{DS}$  για μια τάση υποστρώματος περίπου  $V_{BS} = -0.4 V$ , όπου στην προκειμένη κατάσταση το τρανζίστορ είναι εντελώς κλειστό (Turned off). Τα Native MOSFET μειώνουν ή εξαλείφουν το επίπεδο αλλαγής της τάσης εισόδου προς την έξοδο, σε κυκλώματα τα οποία είναι συνδεδεμένα σε GND ή V+. Αυτό το χαρακτηριστικό μπορεί σημαντικά να μειώσει το επίπεδο αλλαγής του σήματος εξόδου από αυτό της εισόδου και επαυξάνει το εύρος των σημάτων που είναι λειτουργικά, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις όπου απαιτείται χαμηλή τάση λειτουργίας. Με ένα Native MOSFET, ένα αναλογικό κύκλωμα με πολλαπλά στάδια μπορεί να κατασκευαστεί ώστε να λειτουργεί σε εξαιρετικά χαμηλή τάση τροφοδοσίας [5].



Σχήμα 2.6:  $I_D$  vs.  $V_{DS}$  για standard, χαμηλής τάσης κατωφλίου και Native τρανζίστορες ( $W/L=3\mu\text{m}/0.42\mu\text{m}$ ) [6]

Κατά την μείωση της τάσης κατωφλίου κοντά στο μηδέν, παρουσιάζονται κάποια προβλήματα όπως η αύξηση του ρεύματος διαρροής. Γενικότερα η επίτευξη της μείωσης της τάσης κατωφλίου δεν είναι κάτι εύκολο καθώς εξαρτάται από τη νόθευση στο κανάλι (doping) το οποίο γίνεται κατά την κατασκευή του τρανζίστορ και αυτό ενέχει αρκετές δυσκολίες. Ένα Native MOSFET πρέπει να έχει όσο το δυνατόν χαμηλότερο doping έτσι ώστε η μετάβαση στην περιοχή αντιστροφής να γίνεται άμεσα και άρα να έχουμε σχεδόν μηδενική τάση κατωφλίου. Τα Native MOSFET κατασκευάζονται παρόμοια με τα standard MOSFET και έχουν την ίδια δομή όπως στο Σχήμα 2.2 με μόνη διαφορά ότι το βήμα της νόθευσης παραλείπεται. Τα Native MOSFET είναι συνήθως n-τύπου.



Σχήμα 2.7: Λόγος διαγωγιμότητας προς χωρητικότητα για standard ( $W/L=0.84\mu\text{m}/0.12\mu\text{m}$ ), χαμηλής τάσης κατωφλίου ( $W/L=0.84\mu\text{m}/0.12\mu\text{m}$ ) και Native ( $W/L=3\mu\text{m}/0.42\mu\text{m}$ ) MOSFET τρανζίστορ [6]

Στο Σχήμα 2.6 παρουσιάζεται μια σύγκριση μεταξύ standard ( $V_{TH}=300mV$ ), χαμηλής τάσης κατωφλίου ( $V_{TH}=245mV$ ) και μηδενικής τάσης κατωφλίου (Native) ( $V_{TH}=5mV$ ) MOSFET από μια 130nm CMOS τεχνολογία. Για μια μηδενική τάση πύλης, η συμπεριφορά του ρεύματος σε συνάρτηση με την τάση  $V_{DS}$  δείχνει ότι το ρεύμα είναι αυξημένο στο Native τρανζίστορ περίπου τρεις δεκάδες σε σχέση με το απλό MOSFET [6]. Στο Σχήμα 2.7, μια αντίστοιχη σύγκριση παρουσιάζεται για τον λόγο διαγωγιμότητας προς χωρητικότητα οξειδίου που αποτελεί μια καλή ένδειξη της ταχύτητας της διάταξης [6]. Στο Σχήμα αυτό φαίνεται το μεγάλο πλεονέκτημα των Native MOSFET για τάσης τροφοδοσίας κάτω των 0.3V όπου και είναι πολύ πιο γρήγορα.

### 3. ΘΟΡΥΒΟΣ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΣΤΑ MOSFET

#### 3.1 Γενικά για το θόρυβο

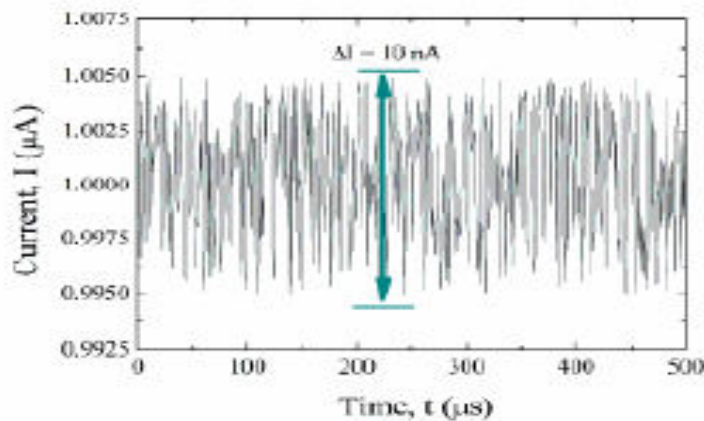
Όπως αναφέρθηκε και πριν, ο θόρυβος είναι μια τυχαία διεργασία και συνδέεται με τις διακυμάνσεις ρεύματος ή τάσης στα MOSFET. Αυτές οι διακυμάνσεις οδηγούν την πληροφορία του σήματος για αυτό και θεωρούνται ανεπιθύμητες. Εξαιτίας της τυχειότητάς του, ο θόρυβος θεωρείται ένα στοχαστικό σήμα που χαρακτηρίζεται από την μέση ισχύ του ενώ ο σηματοθορυβικός λόγος (Signal to Noise Ratio-SNR) θεωρείται πολύ σημαντικός στα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Το ότι ο θόρυβος είναι ένα στοχαστικό, στατιστικό σήμα, σημαίνει ότι η τιμή του δεν μπορεί να προβλεφθεί οποιαδήποτε στιγμή ακόμα και αν οι προηγούμενες τιμές του είναι γνωστές. Εξαιτίας του τελευταίου, ο θόρυβος στις ηλεκτρονικές διατάξεις και κυκλώματα μπορεί να μελετηθεί μόνο με μακροχρόνια παρατήρηση της συμπεριφοράς του. Τέτοιες μελέτες μπορούν να οδηγήσουν στην υλοποίηση στατιστικών μοντέλων που μπορούν να προβλέψουν βασικές ιδιότητες του θορύβου όπως η μέση ισχύ του καθώς και η Φασματική Πυκνότητα Ισχύος (Power Spectral Density-PSD) ως προς τη συχνότητα. Η μέση ισχύς του θορύβου μπορεί να οριστεί ως:

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \chi^2(t) dt \quad (3.1)$$

όπου το  $\chi(t)$  είναι ένα στοχαστικό σήμα, ο θόρυβος στην περίπτωση μας και  $P_{av}$  εκφράζεται σε  $V^2$  αντί για  $W^2$  για να απλοποιηθούν οι υπολογισμοί. Το πραγματικό φορτίο που μεταφέρεται σε ένα φορτίο μπορεί εύκολα να υπολογιστεί διαιρώντας το  $P_{av}$  με την αντίσταση του φορτίου. Στο πεδίο της συχνότητας, το φάσμα του θορύβου (PSD) χρησιμοποιείται για να χαρακτηριστεί η μέση ισχύς που το σήμα μεταφέρει σε κάθε συχνότητα. Ένας εύκολος τρόπος να υπολογιστεί το PSD, είναι χρησιμοποιώντας Fast Fourier Transform (FFT) του στοχαστικού σήματος:

$$S(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|X(f)|^2}{T} \quad (3.2)$$

Όπου το  $S(f)$  είναι το PSD του θορύβου και  $X(f)$  είναι ο FFT.

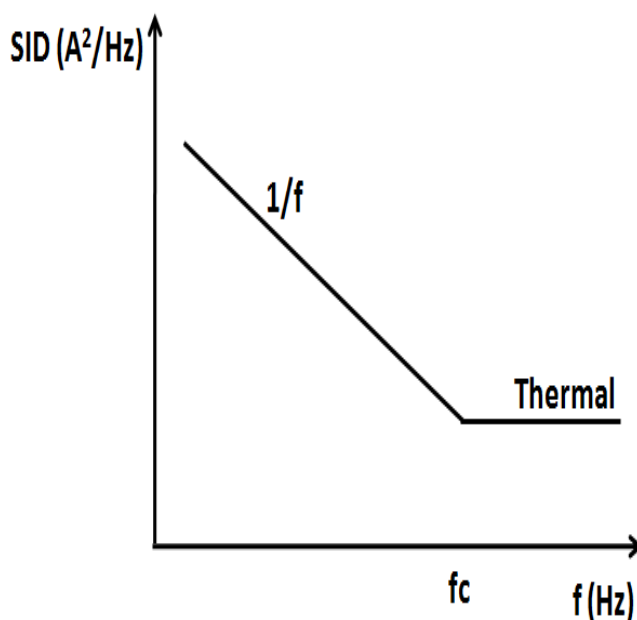


Σχήμα 3.1: Διακύμανση ρεύματος σε μία αντίσταση

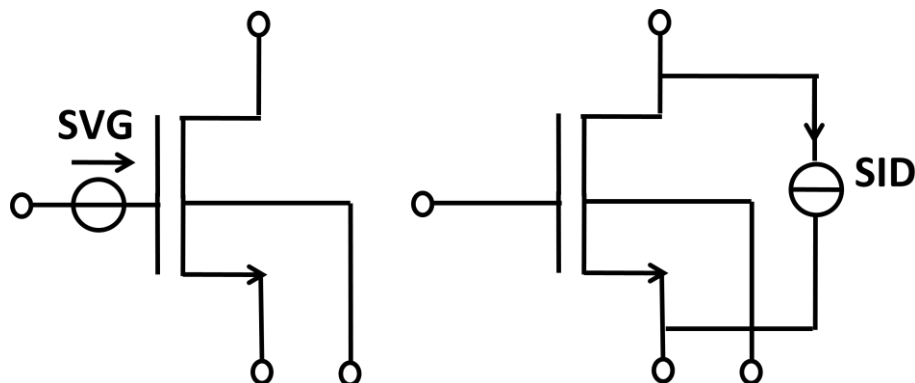
Στο Σχήμα 3.1 απεικονίζεται η διακύμανση ρεύματος μιας αντίστασης. Αυτή η διακύμανση λαμβάνει χώρα εξαιτίας του θερμικού φαινομένου και έτσι δημιουργείται θόρυβος ρεύματος στη συγκεκριμένη διάταξη.

### 3.2 Τύποι θορύβου στα MOSFET

Σε αυτό το σημείο, οι βασικές πηγές θορύβου σε ένα MOS τρανζίστορ παρουσιάζονται. Πρώτα από όλα, ο θερμικός θόρυβος εισάγεται, το φάσμα του οποίου είναι ανεξάρτητο της συχνότητας. Ο θόρυβος βολής στην πύλη του MOSFET αναφέρεται επίσης. Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων είναι κυρίαρχος στις χαμηλές συχνότητες κάτω από την γωνιακή συχνότητα που είναι εκείνο το σημείο της συχνότητας όπου ο θερμικός και ο LF θόρυβος συναντιούνται, έχοντας ίσα PSDs (Σχήμα 3.2). Ο LF θόρυβος αποτελείται από τον flicker ( $1/f$ ) θόρυβο και, όσο πάμε σε διατάξεις με μικρότερες διαστάσεις, από τον θόρυβο δημιουργίας/ανασυνδυασμού (RTS). Τόσο ο θερμικός όσο και ο LF θόρυβος μπορούν να εμφανιστούν ως θόρυβος ρεύματος αναφερόμενος στην υποδοχή (θόρυβος εξόδου) ή θόρυβος τάσης αναφερόμενος στην πύλη (θόρυβος εισόδου) όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.2: PSD θορύβου ρεύματος υποδοχής σε ένα MOSFET [3]



Σχήμα 3.3: Πηγή θορύβου τάσης αναφερόμενη στην πύλη και ισοδύναμη πηγή θορύβου ρεύματος αναφερόμενη στην υποδοχή [3]

Η έκφραση που χρησιμοποιείται για την μετατροπή του PSD του θορύβου μεταξύ θορύβου εξόδου και εισόδου είναι:

$$S_{VG} = \frac{S_{ID}}{g_m^2} \quad (3.3)$$

### 3.2.1 Θερμικός θόρυβος

Ο θόρυβος που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.1 λέγεται και θερμικός θόρυβος ή θόρυβος Nyquist ή θόρυβος Johnson. Η αιτία δημιουργίας του συνδέεται με την θερμική τυχαία κίνηση των φορέων φορτίου. Τα MOSFET επίσης εμφανίζουν θερμικό θόρυβο εξαιτίας των τοπικών τυχαίων διακυμάνσεων της ταχύτητας των φορέων. Σημαντική έρευνα έχει εξαχθεί σχετικά με το θερμικό θόρυβο στα MOSFET [1-2]. Τα φαινόμενα κοντού καναλιού έχουν μεγάλη επίδραση στο θερμικό θόρυβο όπως το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας, το φαινόμενο της διαμόρφωσης του μήκους καναλιού και τα φαινόμενα θέρμανσης των φορέων. Το PSD του θερμικού θορύβου μιας αντίστασης δίνεται από:

$$S_{VG} = 4kTR \left( V^2 / Hz \right) \quad (3.4)$$

Όπου  $k$  είναι η σταθερά του Boltzmann (J/K),  $T$  είναι η απόλυτη θερμοκρασία και  $R$  είναι η τιμή της αντίστασης σε Ohm. Ο θερμικός θόρυβος στα MOSFET μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$S_{ID,THERMAL} = 4kT \frac{\mu}{L^2} |Q_{inv}| \left( A^2 / Hz \right) \quad (3.5)$$

Όπου  $Q_{inv}$  είναι το συνολικό φορτίο αντιστροφής στο κανάλι. Μια πιο πρακτική προσέγγιση για τον υπολογισμό του PSD του θερμικού θορύβου η οποία είναι έγκυρη τόσο για την γραμμική περιοχή όσο και για τον κορεσμό ενός MOSFET, είναι η παρακάτω:

$$S_{ID,THERMAL} = 4kT\Gamma g_{ms} \left( A^2 / Hz \right) \quad (3.6)$$

Όπου το  $\Gamma$  είναι περίπου 1/2 σε ασθενή και 2/3 σε ισχυρή αντιστροφή [7]. Ο θερμικός θόρυβος στο κανάλι περιγράφεται ως "άσπρος" που σημαίνει ότι είναι ανεξάρτητος της συχνότητας. Ωστόσο για λειτουργία σε πολύ υψηλές συχνότητες (ραδιοσυχνότητες-RF), έχουμε χωρητική σύζευξη του θερμικού θορύβου στην πύλη του τρανζίστορ το οποίο οδηγεί στη δημιουργία του μη-στατικού θορύβου (Non Quasi Static-NQS) ή αλλιώς θορύβου που προκαλείται στην πύλη (Induced Gate Noise). Το συγκεκριμένο είδος θερμικού θορύβου είναι ανάλογο του τετραγώνου της συχνότητας.

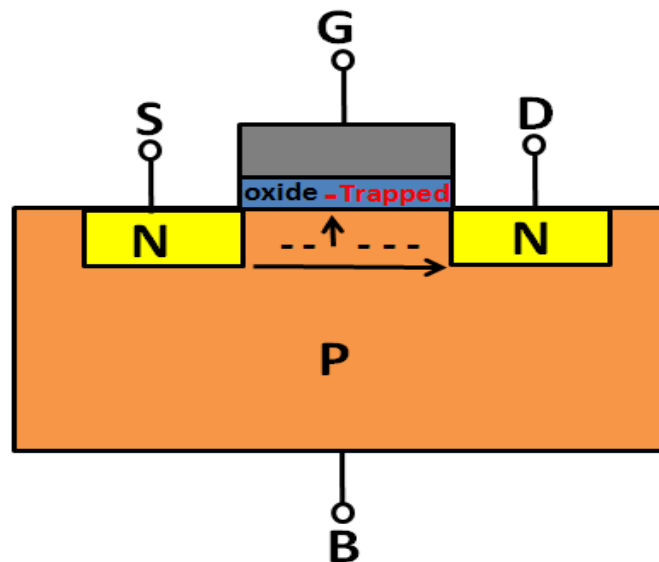
### 3.2.2 Θόρυβος βολής

Ο θόρυβος βολής είναι άλλη μία πηγή θορύβου στα MOSFET που συνδέεται με το ρεύμα διαρροής στην πύλη (Gate Leakage Current- $I_G$ ). Στην πραγματικότητα, σχετίζεται με το στατικό ρεύμα που διαρρέει μια ρη επαφή και προκαλείται από την διακύμανση στο ρεύμα εξαιτίας της διακριτής φύσης των ηλεκτρονίων και δεν εξαρτάται από τη συχνότητα. Η τιμή του είναι ανάλογη του  $I_G$  και δίνεται από:

$$S_{ID,SHOT} = 2qI_G (A^2 / Hz) \quad (3.7)$$

### 3.2.3 Θόρυβος δημιουργίας /ανασυνδυασμού (RTS)

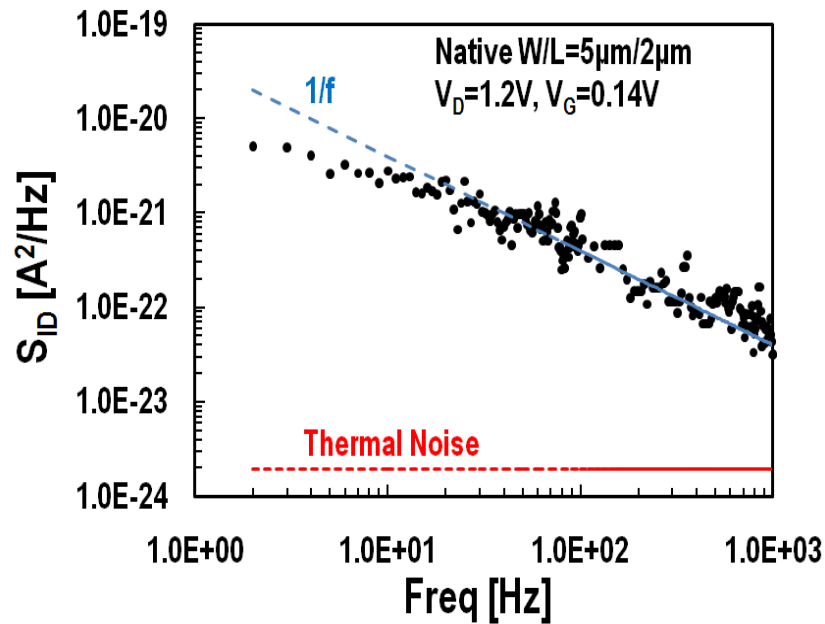
Ο θόρυβος δημιουργίας/ανασυνδυασμού προκαλείται από την διαδικασία κατά την οποία, φορτία παγιδεύονται και στη συνέχεια ελευθερώνονται στο οξείδιο του MOSFET (trapping/detrapping effect). Όπως είναι γνωστό η ολίσθηση (Drift) και η διάχυση (Diffusion) αποτελούν τις βασικές διεργασίες κατά τις οποίες δημιουργείται ρεύμα μέσω των ελεύθερων φορέων. Άρα ο όρος δημιουργία αναφέρεται στη δημιουργία αυτών των φορέων ενώ ο όρος ανασυνδυασμός αναφέρεται στο trapping/detrapping φαινόμενο που περιγράψαμε μόλις πιο πάνω. Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων στα MOSFET είναι άρρηκτα συνδεδεμένος με αυτές τις παγίδες φορτίων. Εξαιτίας λόγων κατασκευής, το διηλεκτρικό οξείδιο ενός MOS τρανζίστορ περιέχει τοπικές ατέλειες (defects) οι οποίες δημιουργούν τις παγίδες. Λόγω αυτών των παγίδων, ένα ελεύθερο φορτίο μπορεί να παγιδευτεί και να αφαιρεθεί από το κανάλι για μικρό διάστημα και στη συνέχεια να εκπεμφθεί πίσω. Πιο αναλυτικά, οι παγίδες με διαφορά ενεργειακού επιπέδου αρκετά χαμηλότερη από το quasi-Fermi επίπεδο (EF) στην επιφάνεια, γεμίζουν με φορτία ενώ οι παγίδες με διαφορά ενεργειακού επιπέδου αρκετά υψηλότερη από το quasi-Fermi επίπεδο, θεωρούνται άδειες. Οι παγίδες με διαφορά ενεργειακού επιπέδου μερικά kT πάνω η κάτω απ'ο το EF είναι οι κρίσιμες παγίδες. Αυτές έχουν την πιθανότητα να γίνουν ενεργές με το να πιάσουν ελεύθερα φορτία και στη συνέχεια να τα εκπέμψουν πίσω στην μπάντα αγωγιμότητας. Η εκπομπή των ελεύθερων φορτίων μετά από ένα μικρό χρονικό διάστημα συμβαίνει εξαιτίας της θερμικής ενέργειας του κρυσταλλικού πλέγματος. Αυτός είναι ο μηχανισμός trapping/detrapping που αποτελείται από μια σειρά από ανεξάρτητα και διακριτά γεγονότα. Κάθε τέτοια παγίδευση και στη συνέχεια εκπομπή προκαλεί διακυμάνσεις τόσο στον αριθμό όσο και στην κινητικότητα των φορέων και ως αποτέλεσμα το ρεύμα καναλιού επίσης διακυμαίνεται, πράγμα το οποίο οδηγεί στη δημιουργία του θορύβου δημιουργίας/ανασυνδυασμού [8]. Κάθε τέτοια ατομική διεργασία trapping/detrapping οδηγεί σε Random Telegraph Signal (RTS) θόρυβο στο πεδίο του χρόνου το οποίο μεταφράζεται σε ένα Lorentzian PSD στο πεδίο της συχνότητας [1], [3], [9-10]. Στο Σχήμα 3.4, ένα ελεύθερο ηλεκτρόνιο που παγιδεύεται, απεικονίζεται.



Σχήμα 3.4: Ένα ηλεκτρόνιο παγιδεύεται στο οξείδιο ενός MOSFET

### 3.2.4 Flicker θόρυβος (1/f)

Όπως έχει προαναφερθεί, ο flicker θόρυβος έχει ένα PSD αντιστρόφως ανάλογο της συχνότητας και αυτός είναι ο λόγος που ονομάζεται και θόρυβος 1/f. Υπερισχύει στις χαμηλές συχνότητες κάτω από τη γωνιακή συχνότητα  $f_c$ . Εξαιτίας της σμίκρυνσης των διαστάσεων αλλά και της αύξησης της  $f_c$  σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες, ο flicker θόρυβος ο οποίος μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα του εμβαδού της πύλης του τρανζίστορ, γίνεται ιδιαίτερα σημαντικός. Στο Σχήμα 3.5, το μετρημένο PSD του αναφερόμενου στην υποδοχή θορύβου ρεύματος ενός Native MOSFET παρουσιάζεται. Η "καθαρή" 1/f συμπεριφορά μπορεί να παρατηρηθεί στη συγκεκριμένη μέτρηση για ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Στο Σχήμα διακρίνεται και το επίπεδο του θερμικού θορύβου όπου για τις συγκεκριμένες συνθήκες πόλωσης είναι αρκετά πιο χαμηλό από αυτό του 1/f θορύβου ενώ και η γωνιακή συχνότητα είναι αρκετά μεγαλύτερη από το φάσμα που απεικονίζεται. Είναι σημαντικό να τονιστεί εδώ ότι το PSD του flicker θορύβου είναι στην πραγματικότητα ανάλογο με τον λόγο  $1/f^{AF}$  όπου ο εκθέτης AF κυμαίνεται μεταξύ 0.7 και 1.2 [7].



Σχήμα 3.5:  $S_{ID}$  θόρυβος ως προς τη συχνότητα για ένα Native MOSFET με  $W/L=5\mu m/2\mu m$ , σε περιοχή κορεσμού ( $V_D=1.2V$ ) για  $V_G=0.14V$

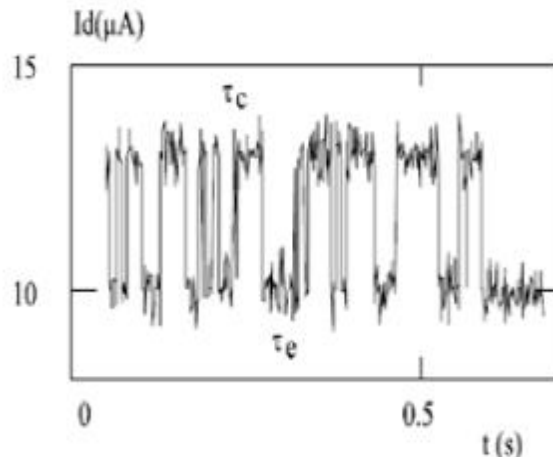
Τα βασικά αίτια της δημιουργίας του LF θορύβου είναι τρία. Αρχικά το φαινόμενο διακύμανσης του αριθμού των φορέων (Carrier Number Fluctuation- $\Delta N$  effect) το οποίο συνδέει τον 1/f θόρυβο με τον RTS θόρυβο. Αυτό είναι το κύριο αίτιο του LF θορύβου και θα ασχοληθούμε αποκλειστικά με αυτό στα πλαίσια αυτής της μελέτης. Τα άλλα δύο φαινόμενα που γίνονται σημαντικά κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας είναι το φαινόμενο διακύμανσης της κινητικότητας (Hooge) το οποίο υπερಿಸχύει σε πολύ χαμηλή αντιστροφή και το φαινόμενο διακύμανσης των σειριακών αντιστάσεων το οποίο επικρατεί σε πολύ ισχυρή αντιστροφή. Μία από τις πιο απλές προσεγγίσεις μοντελοποίησης του αναφερόμενου στην πύλη flicker θορύβου είναι η παρακάτω [11]:

$$S_{VG,FLICKER} = \frac{K_f}{C_{OX}^2 WL f^{AF}} (V^2 / Hz) \quad (3.8)$$

όπου το  $K_f$  είναι ένας συντελεστής του flicker θορύβου με μονάδες  $C^2/cm^2$ , και το  $AF$  είναι ο εκθέτης της συχνότητας, ο οποίος έχει προστεθεί για να λάβει υπόψη του την απόκλιση από την ιδανική κλίση  $1/f$ . Τυπικές τιμές για το  $K_f$  κυμαίνονται από  $10^{-33}$  με  $10^{-29} C^2/cm^2$  [7].

### 3.2.4.1 Φαινόμενο διακύμανσης του αριθμού φορέων στα MOSFET

Το φαινόμενο διακύμανσης του αριθμού των φορέων ( $\Delta N$ ), που προτάθηκε από τον McWhorter [8], συνδέεται στενά με τον θόρυβο δημιουργίας/ανασυνδυασμού όπως αναφέρθηκε και παραπάνω και προκαλείται από το τυχαίο trapping/detrapping φορτίων σε ή από παγίδες που βρίσκονται στην διεπαφή του οξειδίου. Σύμφωνα με τις βασικές αρχές που αναλύθηκαν πριν, κάθε διεργασία trapping/detrapping από μία παγίδα οδηγεί σε ένα RTS στο πεδίο του χρόνου το οποίο καταλήγει σε ένα Lorentzian φάσμα [1], [9]. Κάτω από ποιες προϋποθέσεις, η υπέρθεση τέτοιων φασμάτων οδηγεί στη δημιουργία  $1/f$  θορύβου θα παρουσιαστεί παρακάτω.



Σχήμα 3.6: RTS θόρυβος στο πεδίο του χρόνου

Ο μηχανισμός trapping/detrapping θεωρεί μια κατανομή των χρόνων παγίδευσης που προκύπτουν από την μετάβαση των ηλεκτρονίων από την επιφάνεια του ημιαγωγού σε παγίδες που βρίσκονται μέσα στο οξείδιο. Κάθε τέτοια παγίδα χαρακτηρίζεται από ένα χρόνο  $\tau$  που καθορίζεται από το μέσο χρόνο που χρειάζεται για να πιαστεί το φορτίο  $\tau_c$  και το μέσο χρόνο που χρειάζεται για να απελευθερωθεί  $\tau_e$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6. Ο χρόνος αυτός υπολογίζεται ως:

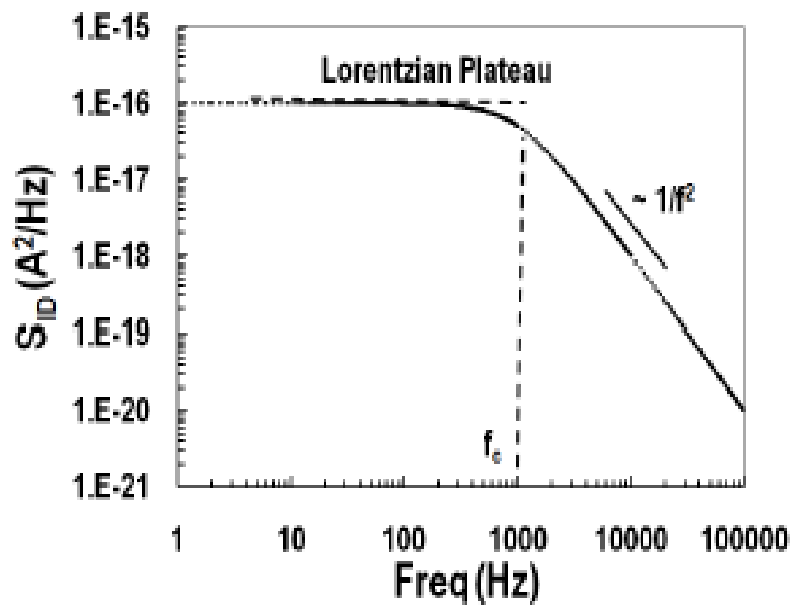
$$\tau = \frac{1}{\frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_e}} \quad (3.9)$$

Για κάθε παγίδα, η παρατηρούμενη διακύμανση ρεύματος θα έμοιαζε με ένα RTS με δύο πιθανές καταστάσεις, υψηλή και χαμηλή όπου οι δύο σταθερές χρόνου αναφέρονται παραπάνω  $\tau_c$  και  $\tau_e$  αντιστοιχούν στη μέση υψηλή και μέση χαμηλή τιμή. Στο Σχήμα 3.7, ένα Lorentzian φάσμα δείχνεται όπου τέτοια φάσματα κυριαρχούν στα σημερινά τρανζίστορ πολύ μικρής επιφάνειας όπου ο αριθμός των παγίδων είναι πολύ χαμηλός και κάθε ξεχωριστό trapping γεγονός μπορεί να παρατηρηθεί. Τα βασικά χαρακτηριστικά ενός τέτοιου

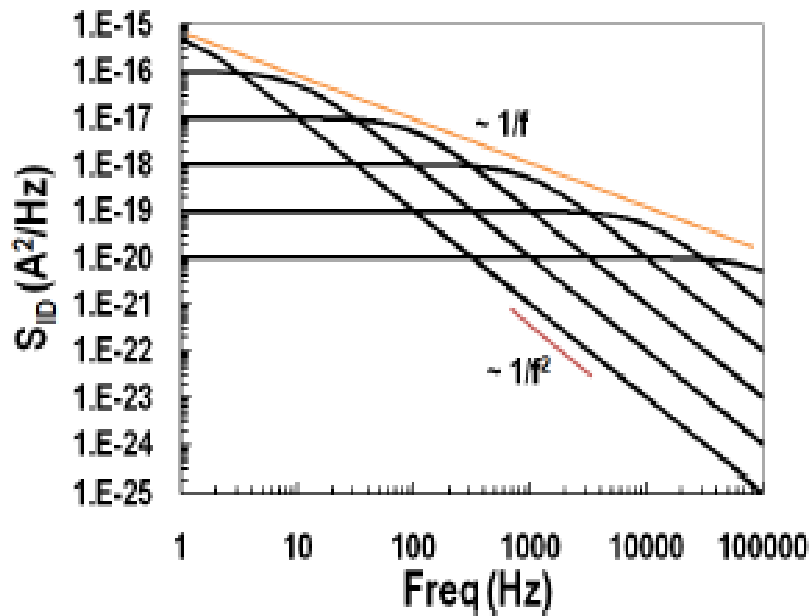
φάσματος είναι το μέγεθος  $A$  κάτω από την  $f_c$  και  $1/f^2$  συμπεριφορά πάνω από την  $f_c$ . Η εξίσωση που περιγράφει ένα Lorentzian φάσμα είναι η:

$$S_{ID,FLICKER} = \frac{A}{\left(1 + \frac{f}{f_c}\right)^2} \left(A^2 / Hz\right) \quad (3.10)$$

Η βασική αρχή του θορύβου δημιουργίας/ανασυνδυασμού θεωρεί ότι όταν το ενεργειακό επίπεδο μιας παγίδας πλησιάζει το επίπεδο Fermi (EF) τότε  $\tau_c = \tau_e$  και η δραστηριότητα της παγίδας γίνεται μέγιστη που σημαίνει ότι η πιθανότητα να πιαστεί ή να αφεθεί ένα ηλεκτρόνιο γίνεται μέγιστη. Το RTS που δημιουργείται από μία παγίδα μπορεί να παραχθεί με δύο τρόπους. Πρώτον, το παγιδευμένο ηλεκτρόνιο δεν παίρνει πια μέρος στην διαδικασία αγωγιμότητας και έτσι υπάρχει μια μεταβολή στον αριθμό των φορέων  $N$  και δεύτερον, η παγίδευση του ηλεκτρονίου θα κάνει την παγίδα πιο αρνητικά φορτισμένη και αυτό μεταβάλλει τη θέση στο κανάλι. Αυτό είναι γνωστό και ως Coulomb Scattering φαινόμενο και προκαλεί μια διακύμανση στην κινητικότητα των φορέων και είναι πολύ πιο έντονο από το απλό  $\Delta N$  φαινόμενο [3]. Στην Εξίσωση 3.6, αναφερόμαστε στο απλό  $\Delta N$  φαινόμενο και βλέπουμε ότι ο θόρυβος πύλης είναι ανεξάρτητος της πόλωσης και σταθερός. Αυτό δεν ισχύει όπως θα δούμε παρακάτω όταν λαμβάνουμε υπόψη μας το Coulomb Scattering φαινόμενο.



Σχήμα 3.7: Φάσμα Lorentzian



Σχήμα 3.8: Η υπέρθεση 5 Lorentzians δίνει 1/f

Ενώ τα Lorentzian φάσματα κυριαρχούν σε μικρά τρανζίστορ, σε μεγαλύτερα η συμπεριφορά 1/f επικρατεί. Μιας και στις δύο περιπτώσεις, η βασική αρχή που δημιουργεί το θόρυβο είναι ο μηχανισμός trapping/detrapping, πως το σχήμα 1/f δημιουργείται? Η απάντηση είναι ότι η υπέρθεση πολλών ομοιογενώς τοποθετημένων Lorentzians, καταλήγει σε ένα 1/f φάσμα όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8. Για να έχουμε ομοιογενώς τοποθετημένων Lorentzians, η κατανομή των σταθερών χρόνων τους πρέπει επίσης να είναι ομοιογενής για ένα εκτεταμένο φάσμα συχνοτήτων. Για να επεκταθεί αυτό σε δέκα δεκάδες, η έκταση στις σταθερές χρόνου πρέπει να καλύπτει πολλές τάξεις μεγέθους. Ο McWhorter απέδειξε ότι η ομοιογενής χωρική κατανομή των παγίδων κοντά στην επιφάνεια θα προκαλέσει την κατάλληλη κατανομή των σταθερών χρόνου οι οποίες αν προστεθούν, θα δώσουν 1/f φάσμα [8]. Η κυρίαρχη πηγή flicker θορύβου στα MOSFET είναι η ομάδα εκείνη των παγίδων που βρίσκεται σε πολύ μικρή απόσταση από την επιφάνεια (0 με 3nm) [12]. Αν η πυκνότητα αυτών των παγίδων είναι ομοιογενής τότε  $AF=1$  το οποίο σημαίνει ότι έχουμε ιδανική κλίση 1/f. Εάν όμως τα προστιθέμενα Lorentzian φάσματα δεν έχουν μια τοποθέτηση με σταθερή αναλογία, το  $AF$  μεταβάλλεται με τη συχνότητα. Αν  $AF<1$ , τότε η πυκνότητα των παγίδων μειώνεται βαθύτερα στο οξείδιο ενώ αν  $AF>1$ , αυξάνεται.

Αρκετές προσπάθειες μοντελοποίησης της μέσης τιμής του 1/f θορύβου είναι διαθέσιμες στην βιβλιογραφία. Πρόσφατα, ένα πλήρες φυσικό μοντέλο 1/f θορύβου βασισμένο στα φορτία παρουσιάστηκε από την ομάδα μας στο Πολυτεχνείο Κρήτης το οποίο περιγράφει τόσο την μέση τιμή όσο και την μεταβλητότητα του θορύβου με εξισώσεις που στηρίζονται στη Φυσική [3]. Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής ωστόσο, χρησιμοποιήσαμε ένα πιο απλό μοντέλο αρχικά για τη μέση τιμή του θορύβου, το λεγόμενο unified carrier number fluctuation with correlated mobility fluctuation model [12-14] το οποίο περιλαμβάνει τόσο το απλό  $\Delta N$  φαινόμενο όσο και το Coulomb Scattering φαινόμενο με την παραδοχή όμως ότι το κανάλι και κατά συνέπεια το φορτίο αντιστροφής είναι ομοιογενές. Η βασική εξίσωση που περιγράφει την μέση τιμή του θορύβου ρεύματος στην υποδοχή διαιρεμένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής είναι:

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} = S_{Vfb} \left( \frac{g_m}{I_D} \right)^2 \left[ 1 + \alpha_c \mu C_{ox} \frac{I_D}{g_m} \right]^2 \quad (3.11)$$

όπου  $\alpha_c$  είναι ο συντελεστής Coulomb Scattering σε  $\text{VsC}^{-1}$ . Η φασματική πυκνότητα της flat-band τάσης,  $S_{Vfb}$  δίνεται από [14]:

$$S_{Vfb} = \frac{kTq^2 N_T \lambda}{C_{ox}^2 W L f} \quad (3.12)$$

όπου  $N_T$  είναι η ογκομετρική πυκνότητα των παγίδων υπολογισμένη κοντά στο επίπεδο Fermi σε  $\text{cm}^{-3}\text{eV}^{-1}$ ,  $f$  είναι η συχνότητα,  $kT$  είναι η θερμική ενέργεια,  $q$  είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου και  $\lambda$  είναι η tunneling attenuation απόσταση ( $\sim 0.1\text{nm}$  στα MOSFET). Η πυκνότητα των παγίδων ως προς μονάδα επιφάνειας σε  $\text{cm}^{-2}$  υπολογίζεται ως εξής:

$$N_t = N_T \lambda kT \quad (3.13)$$

Σε αυτό το απλό μοντέλο μέσης τιμής του θορύβου, οι  $N_T$  και  $\alpha_c$  χρησιμοποιούνται ως παράμετροι. Τυπικές τιμές για το  $N_T$  είναι  $1.10^{15}$  με  $1.10^{17} \text{ cm}^{-3}\text{eV}^{-1}$  αναλόγως την τεχνολογία ενώ το  $\alpha_c$  περίπου ισούται με  $10^4 \text{ VsC}^{-1}$  για τα NMOS τρανζίστορ και  $10^5 \text{ VsC}^{-1}$  για τα PMOS. Όπως θα δούμε και παρακάτω το  $N_T$  είναι κυρίαρχο στην μέτρια αντιστροφή και εξάγεται από εκεί ενώ στη συνέχεια το  $\alpha_c$  εξάγεται από την ισχυρή αντιστροφή.

### 3.2.4.2 Στατιστική μεταβλητότητα 1/f θορύβου

Η περιγραφή της στατιστικής μεταβλητότητας του LF θορύβου μπορεί να θεωρηθεί εξίσου σημαντική με την μέση τιμή του σε ένα MOSFET. Η απόδοση του θορύβου μπορεί να μεταβάλλεται σημαντικά μεταξύ διαφορετικών διατάξεων σε ένα ολοκληρωμένο, και ακόμα μεταξύ διαφορετικών συνθηκών λειτουργίας για ένα συγκεκριμένο τρανζίστορ. Όπως έχει παρατηρηθεί, η δημιουργία προχωρημένων CMOS τεχνολογιών έχει οδηγήσει στη σμίκρυνση των διαστάσεων των διατάξεων καθώς και σε λειτουργία σε μέτρια αντιστροφή. Σε μικρότερα MOSFET, οι διακυμάνσεις του θορύβου προέρχονται από την επιφάνεια ενώ αντίθετα σε μεγαλύτερες διατάξεις ( $WL \gg 1\mu\text{m}^2$ ), η μεταβλητότητα δείχνει μια ισχυρή εξάρτηση από την πόλωση [3], [15-16].

Οι μέχρι τώρα μελέτες της στατιστικής μεταβλητότητας του LF θορύβου εστίαζαν κυρίως στην εξάρτηση της από την επιφάνεια του τρανζίστορ [16-18]. Όπως αναφέραμε παραπάνω, ένα καινούριο, πλήρες μοντέλο βασισμένο στα φορτία για την μεταβλητότητα του θορύβου υλοποιήθηκε από την ομάδα μας [3] αλλά στα πλαίσια αυτής της εργασίας που εξετάζει την μεταβλητότητα του LF θορύβου των Native MOSFET, ένα απλό εμπειρικό μοντέλο θα χρησιμοποιηθεί που συνδέει τη μεταβλητότητα του 1/f θορύβου με τον λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα σε μεγάλα τρανζίστορ [15]. Όπως αναφέρθηκε και πριν, η βασική εξίσωση που χρησιμοποιούμε για την μέση τιμή του LF θορύβου, είναι η (3.11) όπου οι βασικές παράμετροι είναι οι  $N_T$  και  $\alpha_c$ . Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η στατιστική συμπεριφορά αυτών των παραμέτρων θα καθορίσει και την στατιστική συμπεριφορά του θορύβου. προηγούμενες δουλειές έχουν δείξει [3], [16-20] τη συσχέτιση μεταξύ της παραμέτρου  $N_T$  και της μεταβλητότητας του θορύβου που προέρχεται από τις διαστάσεις της διάταξης. ο καθαρός αριθμός των παγίδων ισούται με:

$$N_{tr} = N_t WL \quad (3.14)$$

και ο οποίος ακολουθεί μια Poisson κατανομή [19-20] και κατά συνέπεια η τυπική του απόκλιση ισούται με την τετραγωνική ρίζα της μέσης τιμής του:

$$\sigma_{N_t} = \frac{1}{\sqrt{N_t WL}} \quad (3.15)$$

Μπορούμε να συμπεράνουμε από την Εξίσωση (3.14) ότι η  $N_T$  παράμετρος είναι υπεύθυνη για την αύξηση της μεταβλητότητας του θορύβου σε μικρότερα τρανζίστορ. Ωστόσο, η εξάρτηση της μεταβλητότητας από την πόλωση σε μεγαλύτερα τρανζίστορ δεν εξαρτάται από τον αριθμό των παγίδων αλλά πιθανότατα από την παράμετρο  $\alpha_c$  [21]. Να τονίσουμε εδώ ότι με τον όρο μεταβλητότητα του θορύβου, αναφερόμαστε στην κανονικοποιημένη μεταβλητότητα όπως αυτή εκφράζεται μέσω του λογαρίθμου του LF θορύβου εξαιτίας της λογαριθμικής κατανομής που διέπει της μετρήσεις LF θορύβου. Στα πλαίσια αυτής της εργασίας, θα χρησιμοποιήσουμε το παρακάτω απλό εμπειρικό μοντέλο για τη μεταβλητότητα του λογαρίθμου του θορύβου το οποίο έχει επίσης υλοποιηθεί και δημοσιευτεί από την ερευνητική ομάδα του Πολυτεχνείου Κρήτης [15]:

$$\sigma \left[ \ln \left( WL \frac{S_{ID}}{I_D^2} \cdot f \right) \right] = \sqrt{B^2 \frac{g_m U_T}{I_D} + \frac{A^2}{WL}} \quad (3.16)$$

όπου  $A=1/\sqrt{N_t}$  (εξάρτηση από την επιφάνεια) και  $B=\alpha_c \mu Q_{spec}$  (εξάρτηση από την πόλωση) είναι οι στατιστικές παράμετροι του μοντέλου και  $Q_{spec}$  είναι το κανονικοποιημένο φορτίο [3], [22]. Ο εξαρτώμενος από την πόλωση και χωρίς μονάδες όρος  $g_m U_T / I_D$  μεγιστοποιεί τη μεταβλητότητα του θορύβου σε ασθενή αντιστροφή για μεγάλες διατάξεις. οι παράμετροι A και B συνδέονται με τις φυσικές παραμέτρους  $N_T$  και  $\alpha_c$  και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν παράμετροι ταιριάσματος (fitting parameters). Η Εξίσωση (3.16) χωρίς τον όρο  $g_m U_T / I_D$  γίνεται ίδια με τις προσεγγίσεις που χρησιμοποιούνται στις μελέτες [17-18], [20].

## 4. ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

### 4.1 Διατάξεις και σύστημα μετρήσεων

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής, μετρήσεις LF θορύβου πραγματοποιήθηκαν στο εργαστήριο για μία πειραματική 180nm CMOS τεχνολογία. Μετρήθηκαν Native MOSFETs της συγκεκριμένης τεχνολογίας πάνω σε δίσκο πυριτίου (wafer). Τα τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν για αυτά τα πειράματα ήταν n-τύπου, τριών διαφορετικών διαστάσεων. Πιο συγκεκριμένα, διατάξεις με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$  μετρήθηκαν από ασθενή μέχρι ισχυρή αντιστροφή σε συνθήκες κορεσμού ( $V_D=1.2\text{V}$ ). Για κάθε τρανζίστορ μετρήθηκε ο LF θόρυβος στις εξής τάσεις πύλης:

- $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$   $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.36, 0.56\text{ V}$
- $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$   $V_G=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.34, 0.58\text{ V}$
- $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$   $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46\text{ V}$

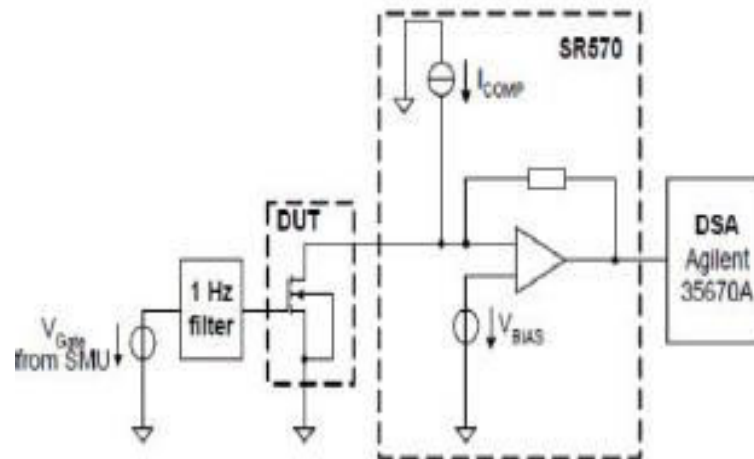
Επιλέχθηκαν οι συγκεκριμένες τιμές έτσι ώστε τα τρανζίστορ να έχουν περίπου το ίδιο επίπεδο ρεύματος για κάθε μία από τις τάσεις στην πύλη. Οι μεγάλες διαφορές των επιλεγμένων τάσεων στην τάση στην πύλη που παρατηρούνται στο πιο μικρό τρανζίστορ ( $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ) οφείλονται στη αρκετά διαφορετική τάση κατωφλίου σε αυτήν την διάταξη λόγω φαινομένων κοντού και στενού καναλιού. Γενικότερα επιλέχθηκαν αρκετές τιμές αντιστροφής έτσι ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά του θορύβου και της μεταβλητότητας του ως προς την πόλωση ενώ η μέτρηση διατάξεων με διαφορετική επιφάνεια επιτρέπει τη μελέτη της διαβάθμισης (scaling) του θορύβου. Για κάθε συγκεκριμένο τρανζίστορ και κάθε συγκεκριμένη πόλωση, 30 σημεία μετρήθηκαν πάνω στο wafer (Dies) για την σωστή στατιστική ανάλυση των δειγμάτων ενώ το εύρος συχνοτήτων που μετρήθηκαν ήταν από 2 έως 1702 Hz. Τέλος πρέπει να αναφερθεί, ότι για κάθε ένα από τα 90 συνολικά τρανζίστορ (30 δείγματα  $\times$  3 γεωμετρίες) μετρήθηκαν και οι βασικές χαρακτηριστικές τάσεις ρεύματος έτσι ώστε να επιβεβαιωθεί και να μελετηθεί η σωστή στατική (DC) συμπεριφορά των δειγμάτων.

Πριν προχωρήσουμε στην παράθεση και ανάλυση των αποτελεσμάτων, θα παραθέσουμε πρώτα το σύστημα μετρήσεων που χρησιμοποιήθηκε στο εργαστήριο. Αυτό αποτελείται από τα εξής όργανα:

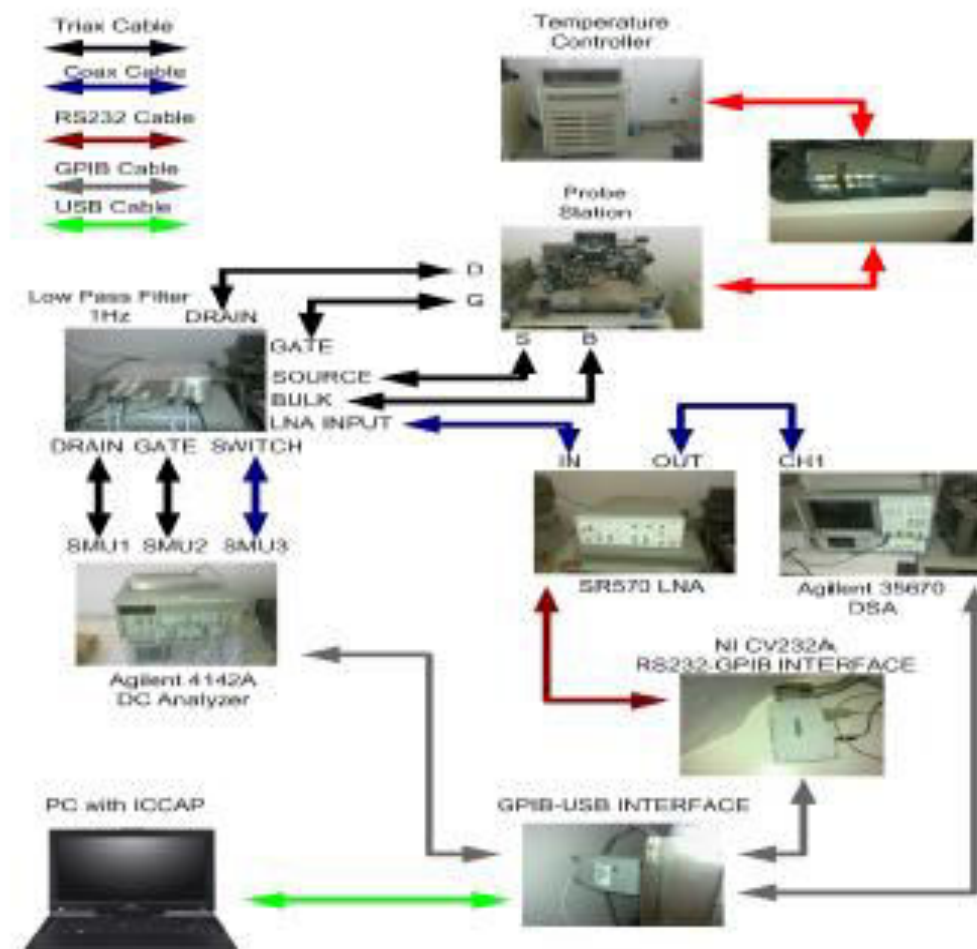
- Cascade Microtech Probe Station
- Stanford Research SR570 Low Noise Amplifier
- Agilent 35670 Dynamic Signal Analyzer
- HP 4142A Parameter Analyzer
- Low Pass Filter (1 Hz)
- USB to GPIB Interface

Οι μετρήσεις στο δίσκο πυριτίου πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας ένα Cascade Microtech probe station με Microchamber, και τα τρανζίστορ πολώθηκαν μέσω του βαθυπερατού φίλτρου (1 Hz) από ένα HP 4142B παραμετρικό αναλυτή. Ο θόρυβος του ρεύματος υποδοχής ενισχύθηκε από ένα Stanford Research SR570 ενισχυτή χαμηλού θορύβου και μετρήθηκε από ένα Agilent 35670A αναλυτή. Στο Σχήμα 4.1, το σύστημα μετρήσεων θορύβου δείχνεται διαγραμματικά ενώ στο Σχήμα 4.2 δείχνεται λεπτομερώς με φωτογραφίες από όλα τα όργανα, τα καλώδια και τις διασυνδέσεις. Όλο το σύστημα μας σχεδιάστηκε και μας παραχωρήθηκε από την εταιρία AdMOS. Το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για να γίνουν οι μετρήσεις ήταν το Agilent ICCAP

όπου ένα συγκεκριμένο GUI που επιτρέπει την απλή διεξαγωγή των μετρήσεων υλοποιήθηκε πάλι από την AdMOS και μας παραχωρήθηκε.

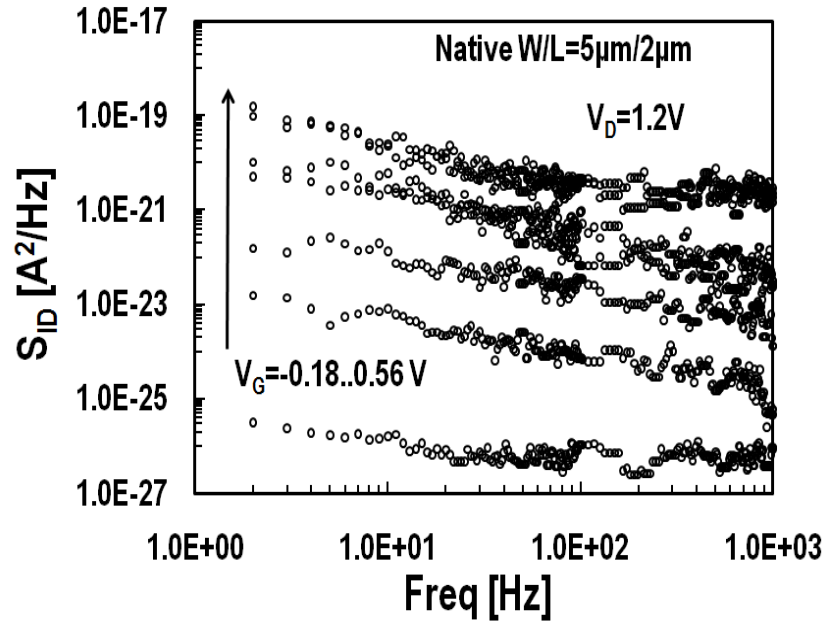


Σχήμα 4.1: Βασικό διάγραμμα μετρήσεων LF θορύβου [3]

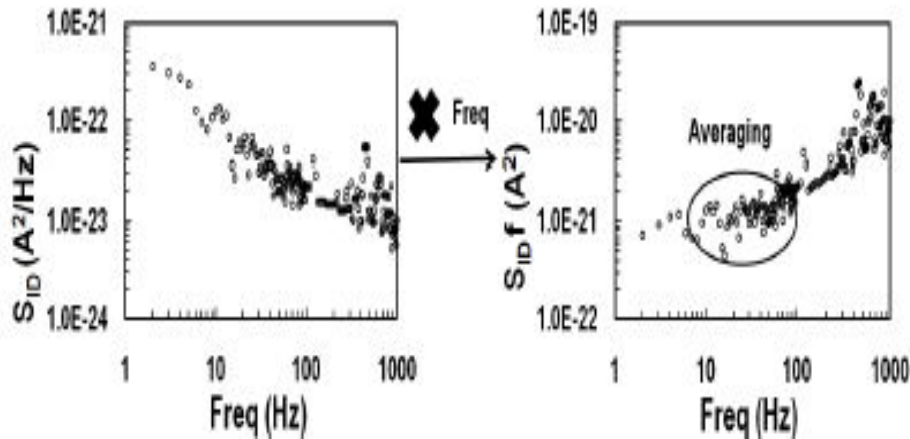


Σχήμα 4.2: Λεπτομερές διάγραμμα μετρήσεων LF θορύβου με όλα τα όργανα και τις διασυνδέσεις [3]

Μέσω αυτού του λογισμικού, μπορεί να γίνουν εύκολα μετρήσεις ρεύματος-τάσης (IV) και στην συνέχεια επιλέγοντας συγκεκριμένα σημεία πόλωσης με απαραίτητη προϋπόθεση να έχουν συμπεριληφθεί στα IV set-ups, μπορούν να γίνουν οι μετρήσεις LF θορύβου. Ένα ενδεικτικό παράδειγμα μέτρησης θορύβου παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.3, όπου ο θόρυβος ενός Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  δείχνεται για διαφορετικές τάσεις πύλης σε συνθήκες κορεσμού.



Σχήμα 4.3: Μετρημένος θόρυβος  $S_{ID}$  ως προς τη συχνότητα για ένα Native MOSFET με  $W=5\mu\text{m}$ ,  $L=2\mu\text{m}$  σε κορεσμό ( $V_D=1.2\text{ V}$ ) για διαφορετικές τάσεις πύλης ( $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56\text{ V}$ )



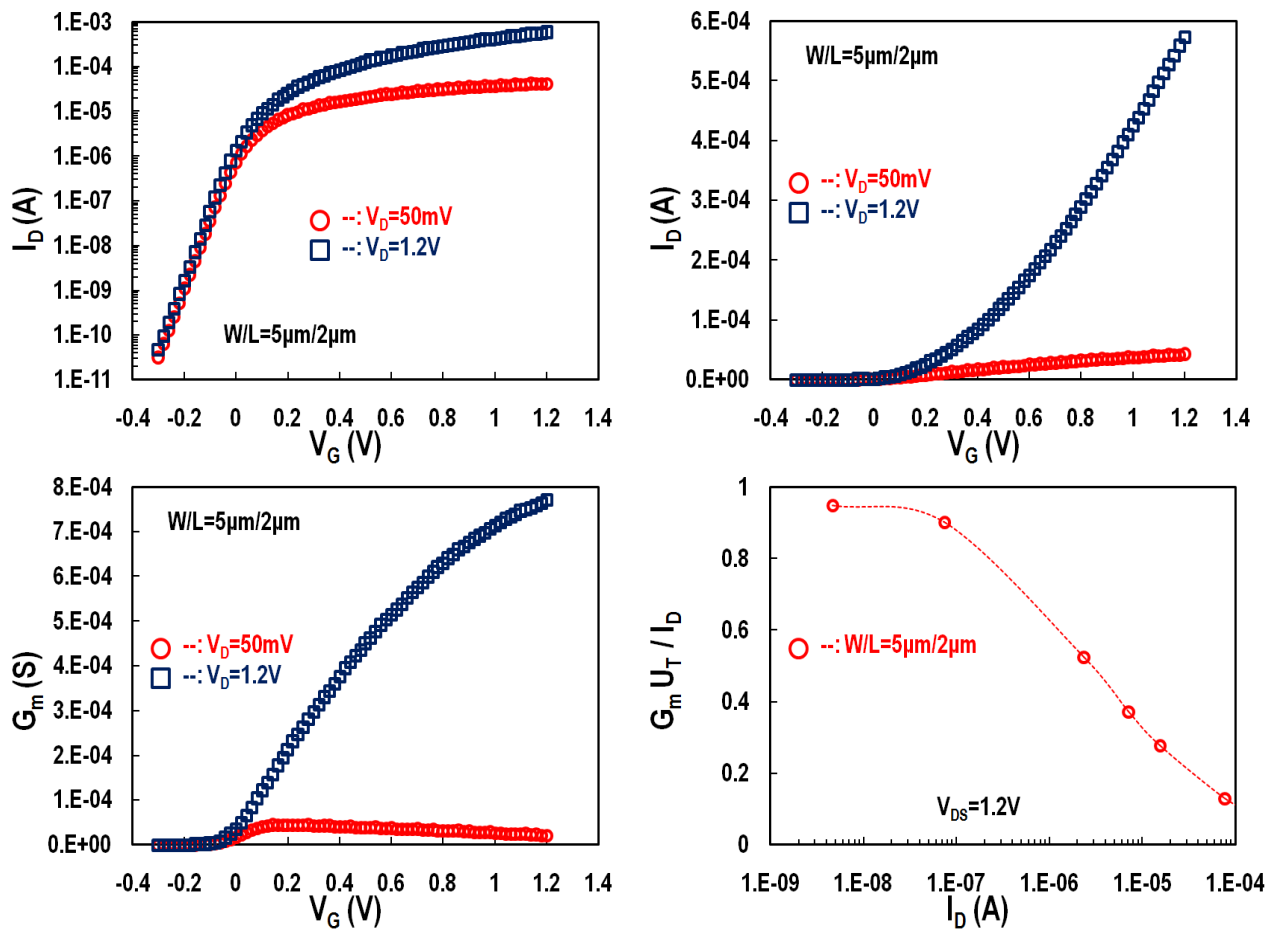
Σχήμα 4.4: Διαδικασία εξαγωγής  $1/f$  θορύβου στο 1Hz

Είναι σημαντικό να αναφερθεί εδώ ότι ολόκληρη η ανάλυση του LF θορύβου σε αυτήν την εργασία βασίζεται στην εξάρτηση αυτού από την πόλωση και από την επιφάνεια. Για να μελετηθεί αυτό, μια κανονικοποίηση πρέπει να γίνει όσον αφορά τη συχνότητα. Η καλύτερη προσέγγιση είναι να "δούμε" το LF θόρυβο στο 1 Hz και για να γίνει αυτό πρέπει να πολλαπλασιάσουμε τις μετρήσεις μας με τη συχνότητα και μετά να πάρουμε ένα μέσο όρο του αποτελέσματος έτσι ώστε να εξάγουμε μία τιμή ακριβώς στο 1 Hz. Αυτή η διαδικασία

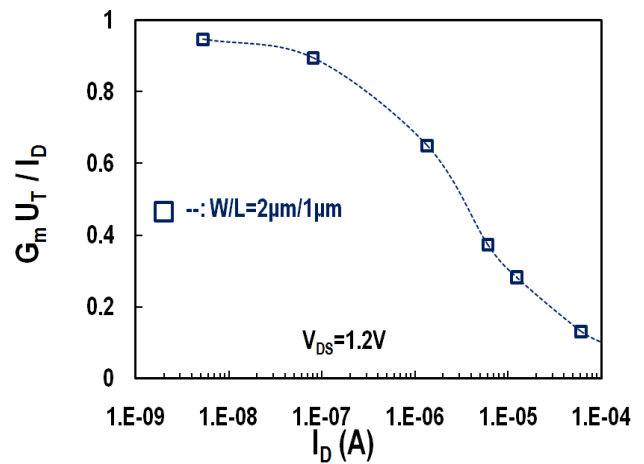
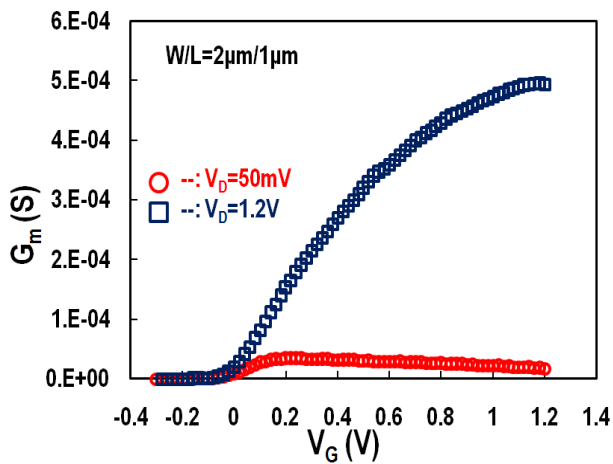
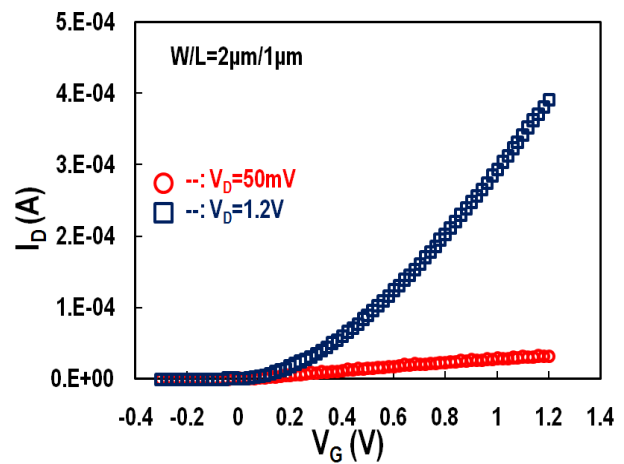
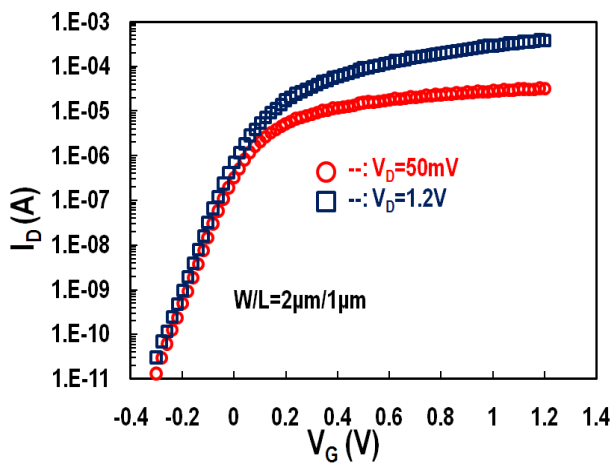
ακολουθείται σε όλα τα γραφήματα του θορύβου ως προς την πόλωση ή ως προς την επιφάνεια στο υπόλοιπο αυτού του κεφαλαίου και παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.4. Είναι πολύ σημαντικό να τονιστεί ότι πρέπει να δοθεί προσοχή στην γωνιακή συχνότητα κάθε φάσματος. Όσο πιο χαμηλό το επίπεδο αντιστροφής, τόσο χαμηλότερη και η γωνιακή συχνότητα όπως φαίνεται και από το Σχήμα 4.3 και έτσι η μέθοδος κανονικοποίησης πρέπει να εφαρμοστεί στο εύρος συχνοτήτων που έχουμε  $1/f$  συμπεριφορά.

## 4.2 Μετρήσεις ρεύματος-τάσης

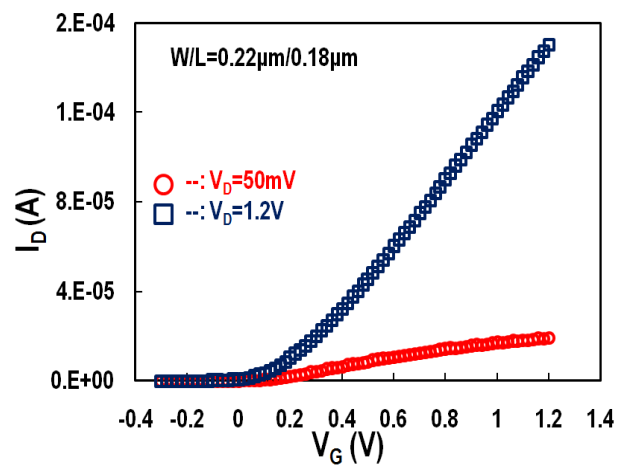
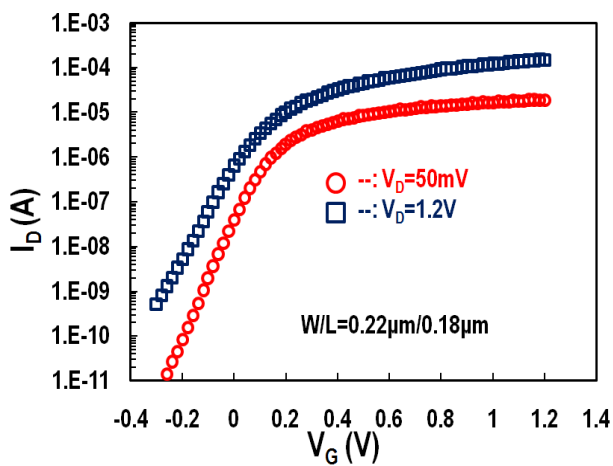
Σε αυτήν την ενότητα, θα παρουσιαστούν τα γραφήματα του ρεύματος υποδοχής  $I_D$  όσο και της διαγωγιμότητας  $g_m$  ως προς την τάση πύλης  $V_G$  τόσο για γραμμική περιοχή ( $V_D=0.05$  V) όσο και για κορεσμό ( $V_D=1.2$  V). Το ρεύμα παρουσιάζεται τόσο σε γραμμικό όσο και σε λογαριθμικό άξονα για να παρατηρηθεί καλύτερα η συμπεριφορά του σε ισχυρή και ασθενή αντιστροφή αντίστοιχα. Έχοντας δει πόσο σημαντικός είναι ο λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύμα  $g_m/I_D$  στις εξισώσεις που περιγράφουν τη μέση τιμή και τη μεταβλητότητα του LF θορύβου (Εξισώσεις 3.11, 3.16), στα παρακάτω γραφήματα (Σχήματα 4.5, 4.6, 4.7) παραθέτουμε και αυτόν το λόγο κανονικοποιημένο με τη θερμική τάση  $U_T$  σε κορεσμό καθώς μόνο εκεί έχει μετρηθεί ο θόρυβος. Όλες οι τιμές ρευμάτων και διαγωγιμοτήτων παρακάτω, προκύπτουν από τον υπολογισμό των μέσων όρων των 30 μετρημένων τρανζίστορ για κάθε μία από τις τρεις γεωμετρίες που χρησιμοποιούνται.

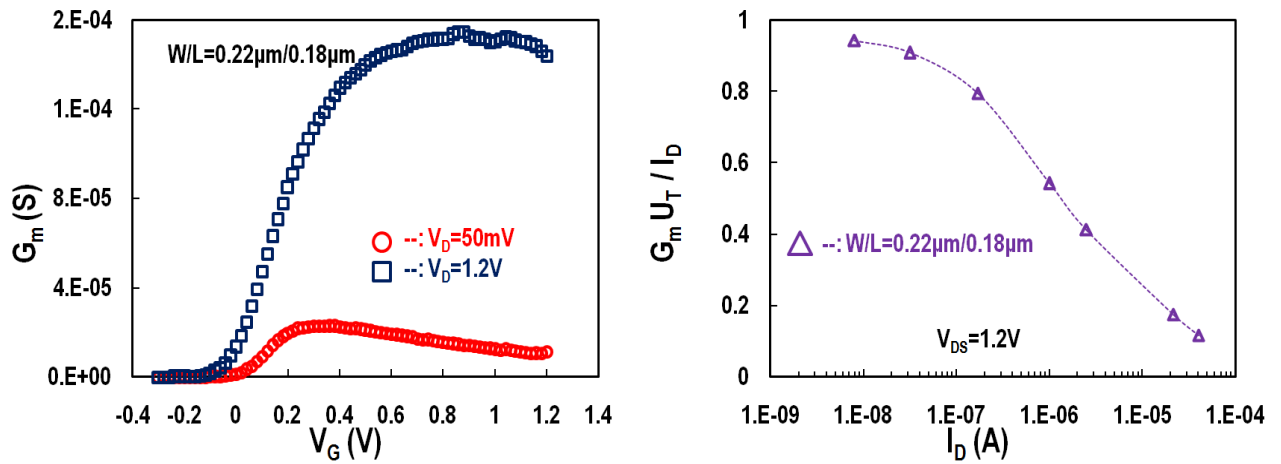


Σχήμα 4.5: Μετρημένο  $I_D$ ,  $g_m$ ,  $g_m U_T / I_D$  για ένα Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$



Σχήμα 4.6: Μετρημένο  $I_D$ ,  $g_m$ ,  $g_m U_T / I_D$  για ένα Native MOSFET με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$

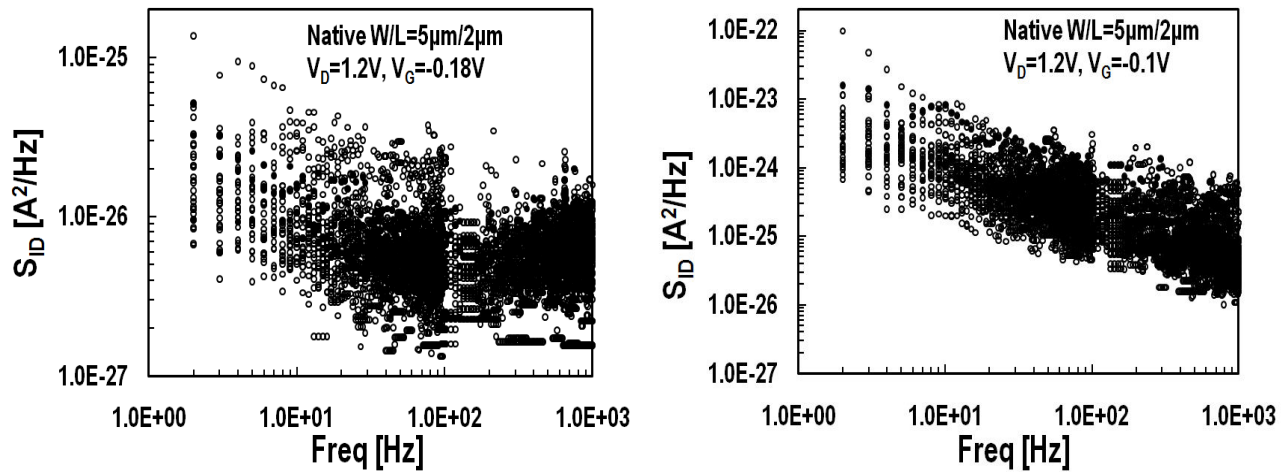


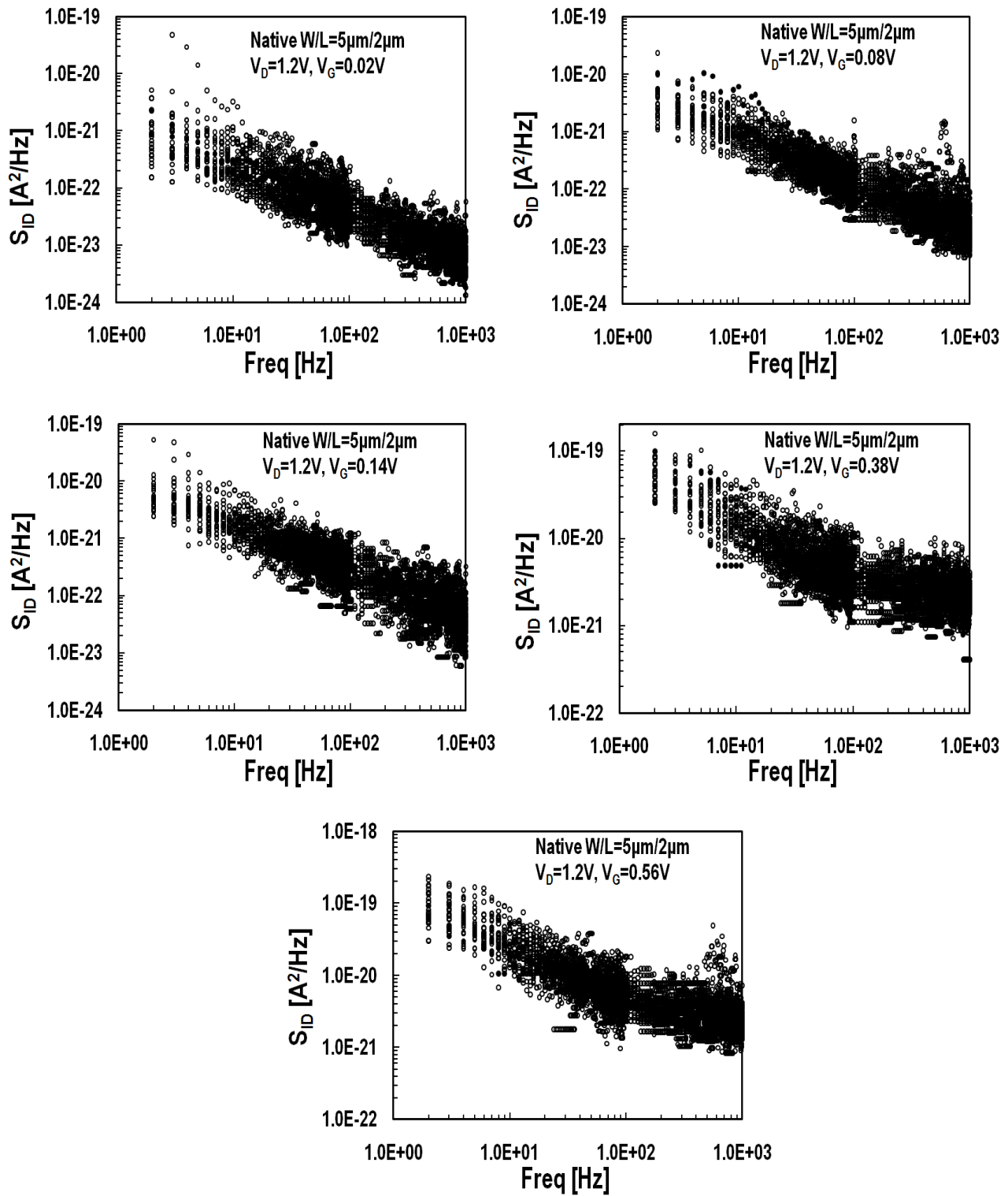


Σχήμα 4.7: Μετρημένο  $I_D$ ,  $g_m$ ,  $g_m U_T / I_D$  για ένα Native MOSFET με  $W/L = 0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$

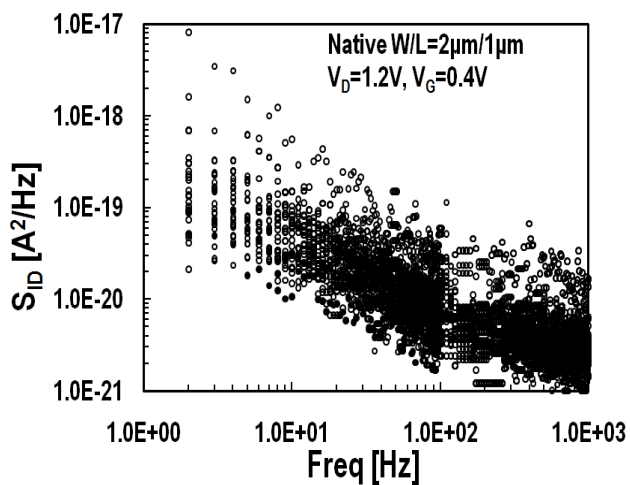
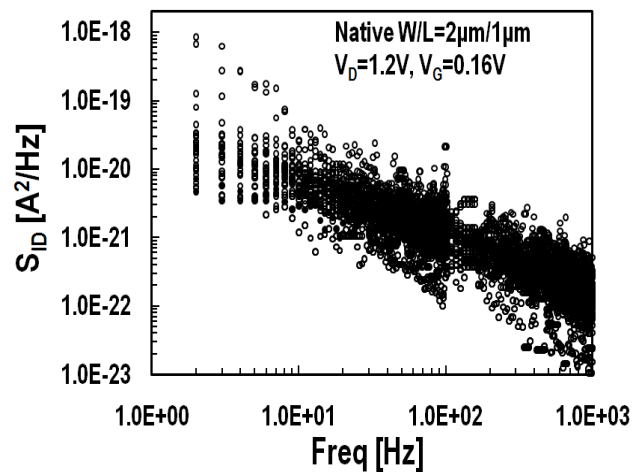
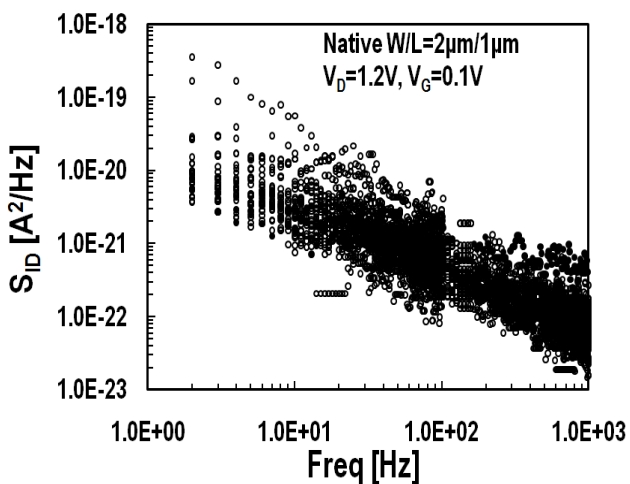
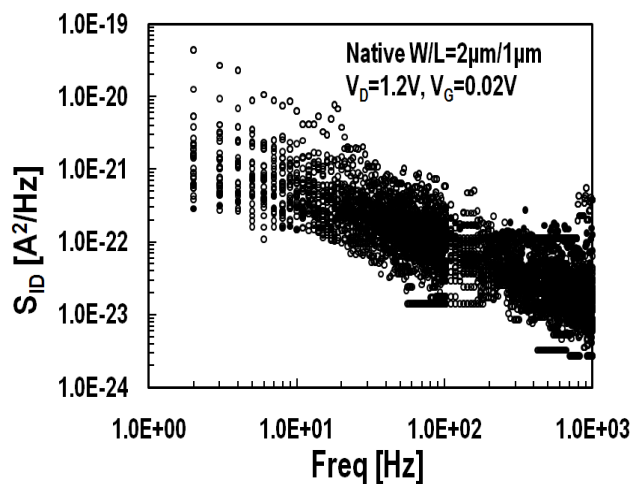
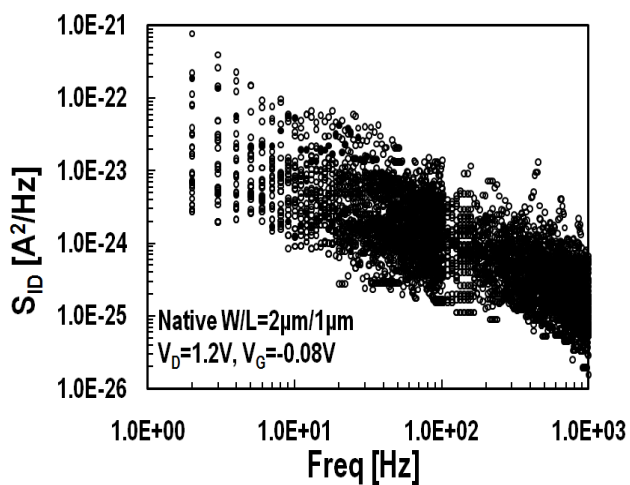
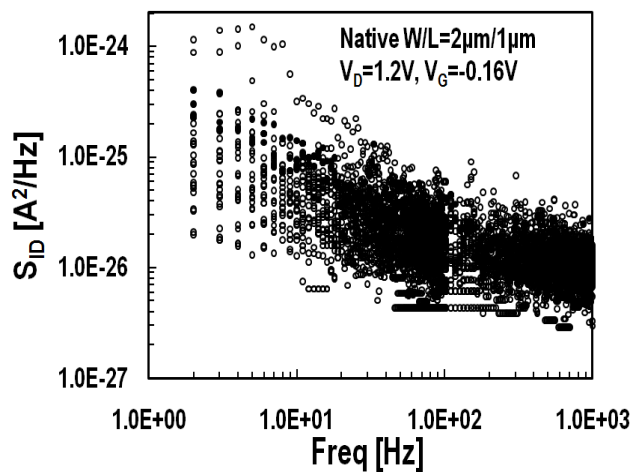
### 4.3 Φάσματα 1/f θορύβου αναφερόμενου στην υποδοχή ( $S_{ID}$ PSDs)

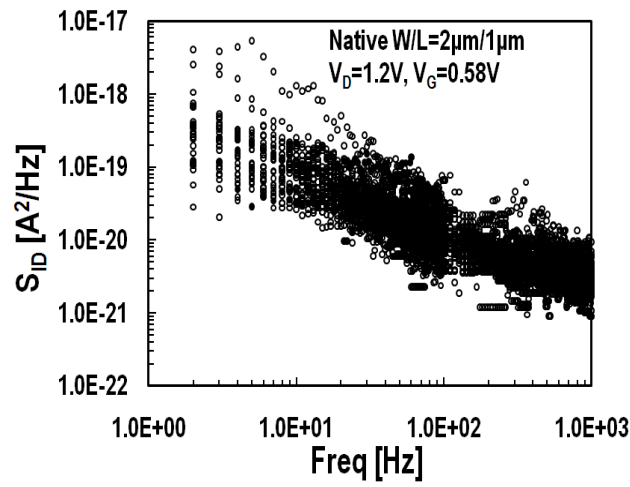
Σε αυτήν την ενότητα παρατίθενται τα φάσματα από όλες τις μετρήσεις θορύβου που εκτελέσαμε. Πιο συγκεκριμένα, ακολουθούν τα Σχήματα 4.8, 4.9, 4.10 όπου το κάθε ένα από αυτά αντιστοιχεί και σε μια διαφορετική γεωμετρία. Έτσι το Σχήμα 4.8 αντιστοιχεί στο τρανζίστορ με  $W/L = 5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ , το Σχήμα 4.9 στο αντιστοιχεί στο τρανζίστορ με  $W/L = 2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$  και το Σχήμα 4.10 αντιστοιχεί στο τρανζίστορ με  $W/L = 0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ . Στο κάθε σχήμα υπάρχουν επτά γραφήματα που αντιστοιχούν στις μετρήσεις στο κάθε μία από τις επτά διαφορετικές τάσεις πύλης ενώ στο κάθε τέτοιο γράφημα φαίνονται οι μετρήσεις και από τα 30 δείγματα. Μπορεί εύκολα να αντιληφθεί κανείς ότι η διασπορά του θορύβου αυξάνει όσο χαμηλότερη είναι η αντιστροφή δηλαδή όσο χαμηλότερο επίπεδο αντιστροφής έχουμε. Επίσης αύξηση της διασποράς παρατηρείται και στο πιο μικρό τρανζίστορ όπου εκεί η εξάρτηση από την επιφάνεια είναι πιο σημαντική από την εξάρτηση από την πόλωση.



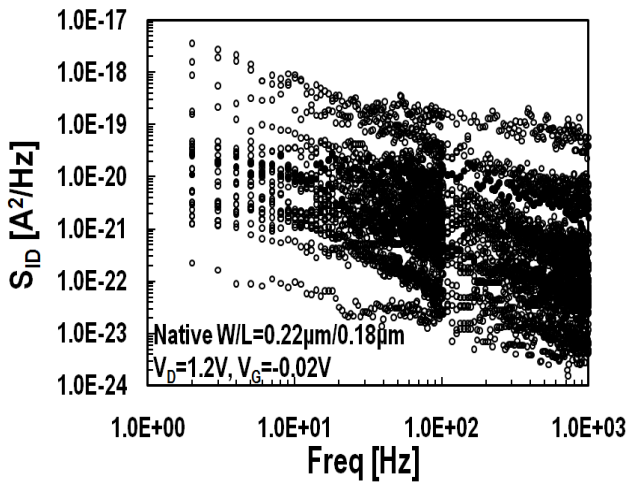
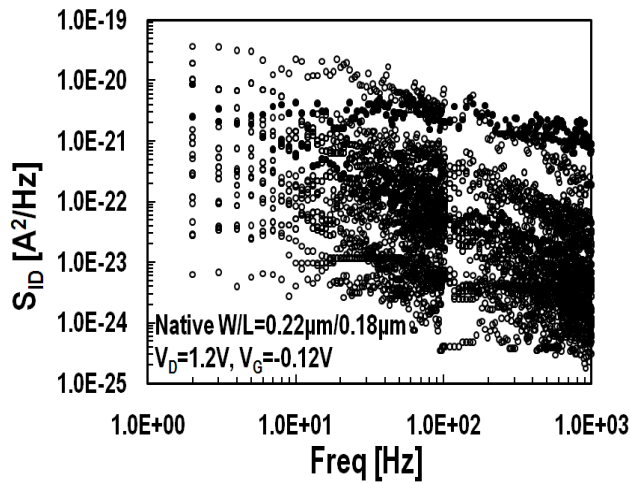
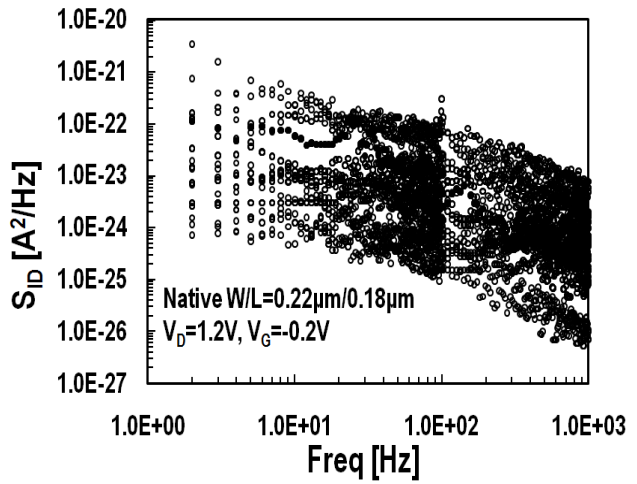
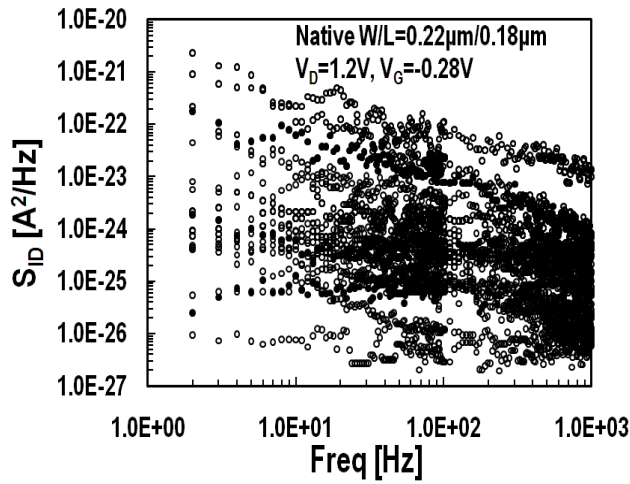


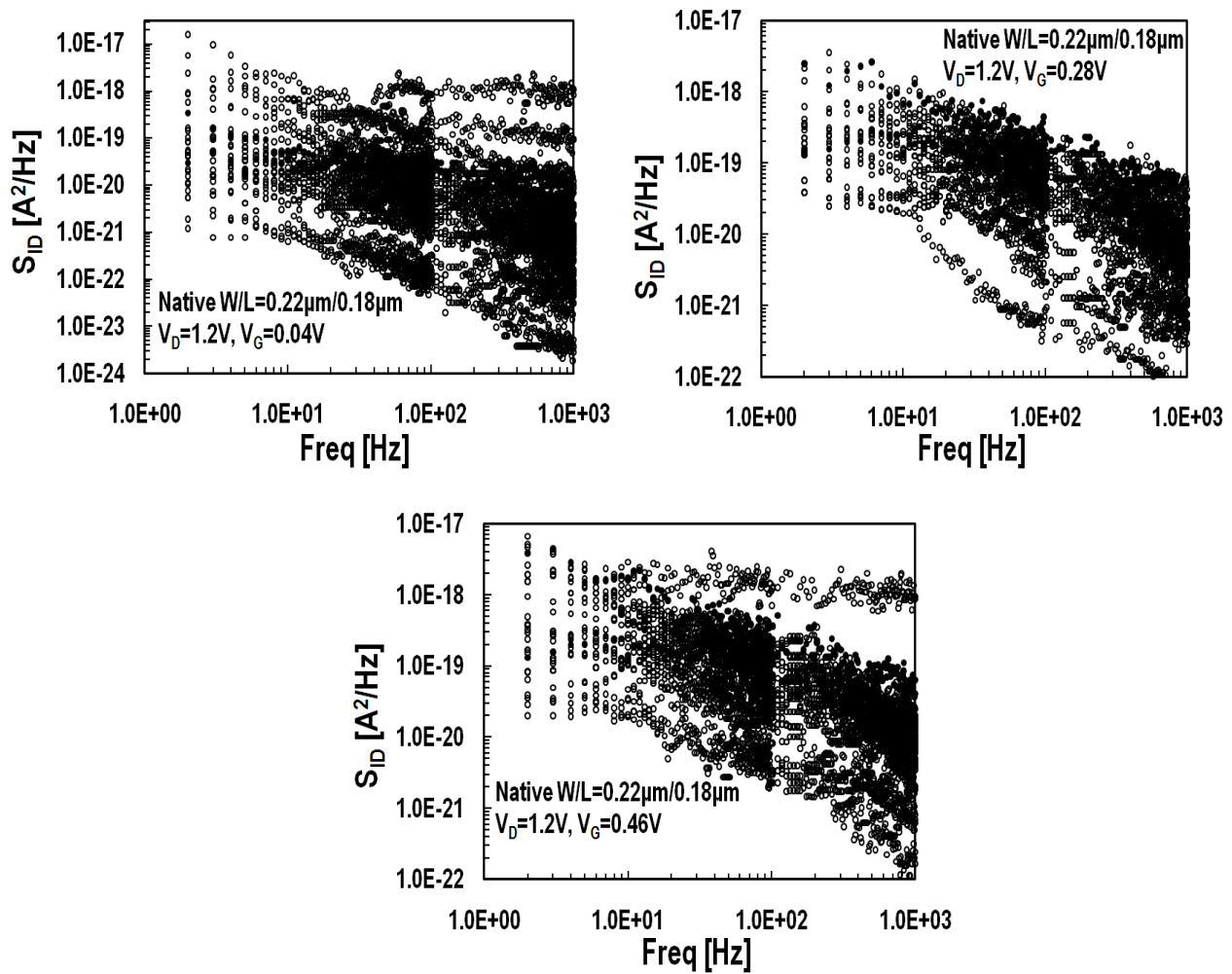
Σχήμα 4.8: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο ρεύμα υποδοχής  $S_{ID}$  ως προς συχνότητα, για Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56\text{ V}$





Σχήμα 4.9: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο ρεύμα υποδοχής  $S_{ID}$  ως προς συχνότητα, για Native MOSFET με W/L=2μm/1μm, V<sub>D</sub>=1.2V και V<sub>G</sub>=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.4, 0.58 V





Σχήμα 4.10: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο ρεύμα υποδοχής  $S_{ID}$  ως προς συχνότητα, για Native MOSFET με  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46\text{V}$

#### 4.4 Επεξεργασία αποτελεσμάτων

Σε αυτήν την ενότητα, τα αποτελέσματα της ανάλυσης μας θα παρουσιαστούν. Η συμπεριφορά τόσο του μετρημένου όσο και του προσομοιωμένου θορύβου ως προς το κανονικοποιημένο με την επιφάνεια ρεύμα υποδοχής ( $I_D/(W/L)$ ) αλλά και ως προς την επιφάνεια θα εξεταστεί. Όπως αναλύθηκε και στο Σχήμα 4.4, από κάθε φάσμα προκύπτει ένα σημείο θορύβου στο 1 Hz και αυτό χρησιμοποιείται στην επεξεργασία των αποτελεσμάτων που ακολουθεί. Όσον αφορά τη μέση τιμή του θορύβου, ο λογαριθμικός μέσος υπολογίζεται από τα 30 δείγματα για κάθε σημείο πόλωσης και κάθε ένα από τα τρία διαφορετικά τρανζίστορ λόγω της λογαριθμικής κατανομής του LF θορύβου [16]. Όσον αφορά την τυπική απόκλιση  $\sigma$ , υπολογίζεται από τους λογαρίθμους των τριάντα δειγμάτων κάθε φορά απλά, σε αντίθεση με την Εξίσωση 3.15, χρησιμοποιούμε τον φυσικό λογάριθμο  $\ln$  αντί τον δεκαδικό  $\log$ . Στα αποτελέσματα θα δείξουμε και το Variance του LF θορύβου το οποίο στην ουσία είναι το τετράγωνο της τυπικής του απόκλισης και λόγω λογαριθμικής κατανομής μπορεί να υπολογιστεί από τη βασική σχέση αυτής της κατανομής [16]:

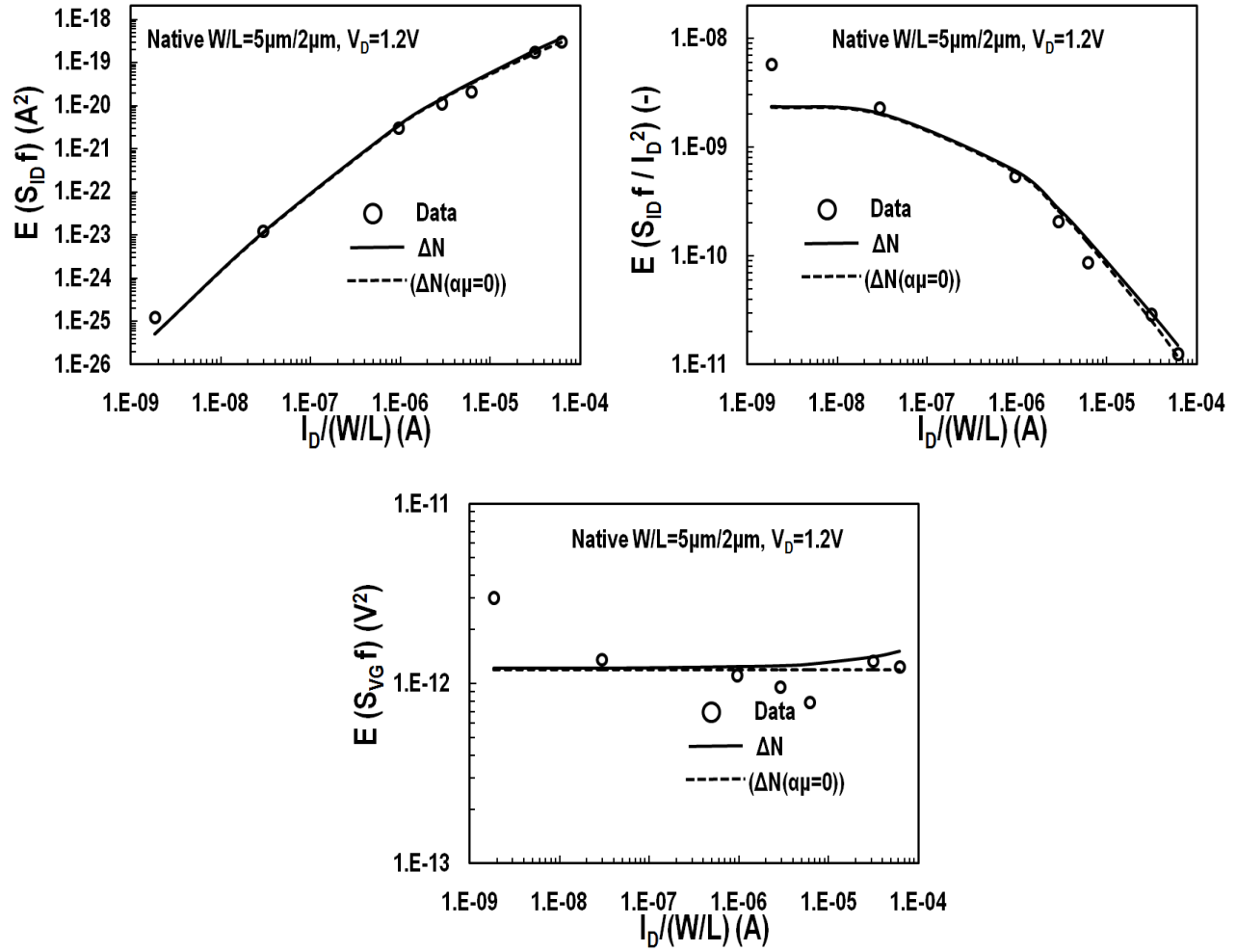
$$\sigma \left[ \ln \left( WL \frac{S_{ID}}{I_D^2} \cdot f \right) \right] = \sqrt{\ln \left( 1 + \frac{\text{Var} \left( WL \frac{S_{ID}}{I_D^2} \cdot f \right)}{E \left( WL \frac{S_{ID}}{I_D^2} \cdot f \right)^2} \right)} \quad (4.1)$$

Όπως φαίνεται και από την παραπάνω σχέση, ο LF θόρυβος παρουσιάζεται σε κανονικοποιημένη μορφή συνήθως. Έτσι όταν αναφερόμαστε στην υποδοχή, κανονικοποιείται με την επιφάνεια αλλά και το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής στο 1 Hz ( $WLS_{ID}f/I_D^2$ ) ενώ όταν αναφερόμαστε στην πύλη, κανονικοποιείται πάλι με την επιφάνεια ( $WLS_{VG}f$ ). Η κανονικοποίηση με την επιφάνεια γίνεται συνήθως όταν θέλουμε να συγκρίνουμε τρανζίστορ με διαφορετικές διαστάσεις όπως στην περίπτωση μας ενώ όταν αναφερόμαστε σε κάθε τρανζίστορ ξεχωριστά, παραλείπεται τουλάχιστον όσον αφορά τον υπολογισμό της μέσης τιμής του.

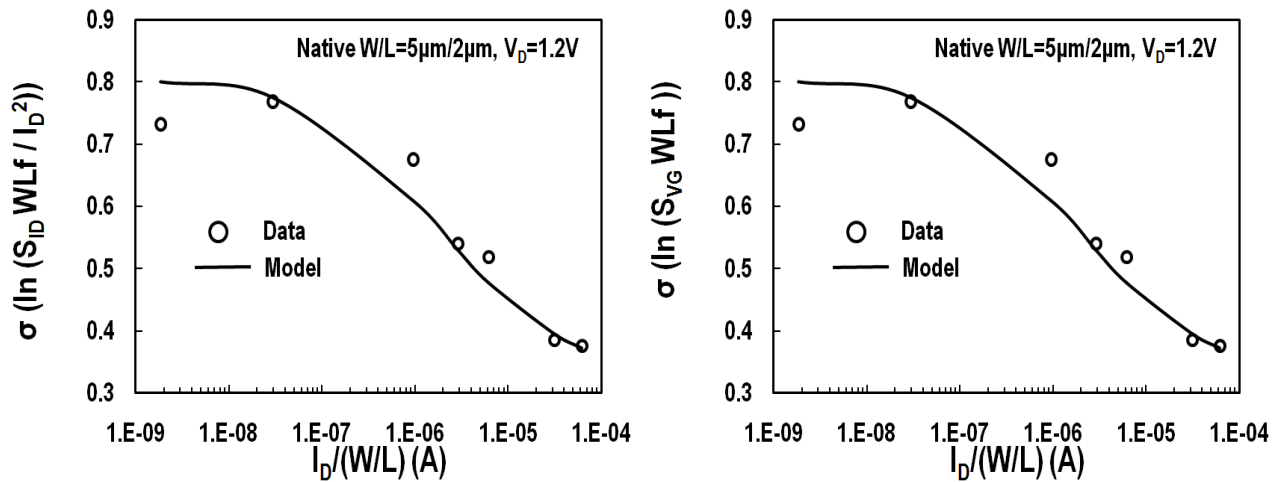
Στην ανάλυση που ακολουθεί, αρχικά θα παραθέσουμε τα αποτελέσματα από κάθε τρανζίστορ ξεχωριστά όπου τόσο το φυσικό (Εξίσωση 3.11) όσο και το στατιστικό μοντέλο (Εξίσωση 3.15) έχουν εξαχθεί με ένα σετ παραμέτρων για κάθε διάταξη. Στη συνέχεια, θα δειχτούν τα αποτελέσματα και για τα τρία διαφορετικά τρανζίστορ έχοντας χρησιμοποιήσει ένα κοινό σετ παραμέτρων έτσι ώστε να γίνουν οι κατάλληλες συγκρίσεις. Τέλος, θα παρουσιαστούν συγκρίσεις των Native MOSFET που χρησιμοποιούνται σε αυτήν την πτυχιακή με Standard MOSFET της ίδιας τεχνολογίας [15] και χρήσιμα συμπεράσματα θα εξαχθούν.

#### 4.4.1 Native MOSFET - $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$

Αρχικά θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα από το μεγαλύτερο τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε σε αυτήν την πτυχιακή με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ . Η μέση τιμή του LF θορύβου του συγκεκριμένου τρανζίστορ δείχνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4.11) ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής ( $I_D/(W/L)$ ). Πιο συγκεκριμένα ο LF θόρυβος στην υποδοχή  $S_{ID}f$ , ο LF θόρυβος στην υποδοχή κανονικοποιημένος με το τετράγωνο του ρεύματος  $S_{ID}f/I_D^2$  και ο LF θόρυβος στην πύλη ( $S_{VG}f$ ) παρουσιάζονται στο 1 Hz. Σε κάθε περίπτωση τόσο τα δεδομένα όσο και τα μοντέλα παρατίθενται. Φαίνεται ξεκάθαρα και από τις τρεις αυτές απεικονίσεις του LF θορύβου, ότι το μοντέλο καλύπτει αρκετά καλά τα δεδομένα με μια μικρή εξαίρεση την ασθενή αντιστροφή όπου όμως εκεί επικρατεί το φαινόμενο διακύμανσης της κινητικότητας (Hooge) το οποίο δεν καλύπτεται από το παρών μοντέλο. Είναι αρκετά σημαντικό να σημειώσουμε ότι ο  $S_{ID}f/I_D^2$  θόρυβος σταθεροποιείται σε ασθενή αντιστροφή και μειώνεται σε ισχυρή πράγμα που επιβεβαιώνει τη σχέση του με τον λόγο  $g_m/I_D$  όπως φαίνεται και από το μοντέλο. Επίσης βλέπουμε στον  $S_{VG}f$  θόρυβο, ότι χωρίς την επίδραση του Coulomb Scattering ( $\alpha_c=0$ ), παραμένει σταθερός και ανεξάρτητος από την πόλωση. Η ύπαρξη του Coulomb Scattering προκαλεί μια αύξηση σε ισχυρή αντιστροφή που δεν είναι τόσο έντονη στο συγκεκριμένο τρανζίστορ.

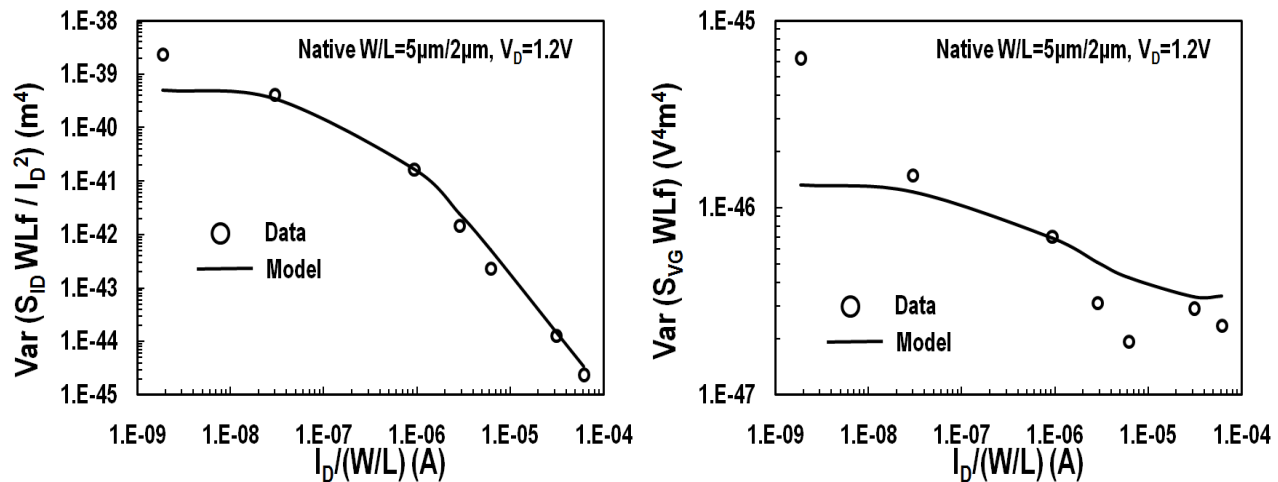


Σχήμα 4.11: Μέση τιμή LF θόρυβου στην υποδοχή  $S_{IDf}$ , κανονικοποιημένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής  $S_{IDf}/I_D^2$  και στην πύλη  $S_{VGf}$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56\text{V}$

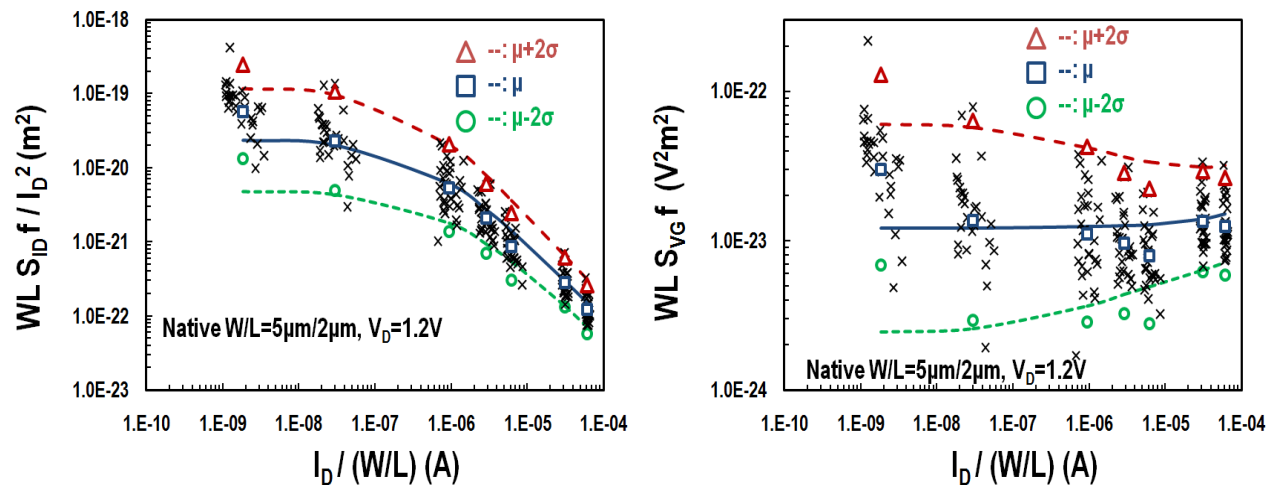


Σχήμα 4.12: Τυπική απόκλιση του φυσικού λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θόρυβου στην υποδοχή  $\sigma[\ln(W L S_{IDf}/I_D^2)]$  και στην πύλη  $\sigma[\ln(W L S_{VGf})]$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56\text{V}$

Στο Σχήμα 4.12, παρατίθενται τα γραφήματα με τις τυπικές αποκλίσεις του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $\sigma[\ln(WLS_{ID}f/I_D^2)]$ ,  $\sigma[\ln(WLS_{VG}f)]$  του τρανζίστορ  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Αποδεικνύεται πειραματικά ότι οι δύο παραπάνω τυπικές αποκλίσεις δεν διαφέρουν. Η εξάρτηση της διασποράς του θορύβου από την πόλωση φαίνεται ξεκάθαρα ενώ η εξάρτηση αυτή μοιάζει με την εξάρτηση της μέσης τιμής του κανονικοποιημένου θορύβου με την πόλωση όπως είδαμε στο Σχήμα 4.11. Στο Σχήμα 4.13 που ακολουθεί, παρατίθενται τα γραφήματα με τα Variances του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $\text{Var}(WLS_{ID}f/I_D^2)$ ,  $\text{Var}(WLS_{VG}f)$  του τρανζίστορ  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής όπως αυτά υπολογίζονται από την εξίσωση 4.1.



Σχήμα 4.13: Variances του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $\text{Var}(WLS_{ID}f/I_D^2)$  και στην πύλη  $\text{Var}(WLS_{VG}f)$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56\text{V}$



Σχήμα 4.14: Μέση τιμή Κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLS_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56\text{V}$

Από τα Σχήματα 4.12, 4.13 βλέπουμε ότι το στατιστικό μοντέλο παρέχει ικανοποιητικά αποτελέσματα όσον αφορά την πρόβλεψη της μεταβλητότητας του θορύβου. Στο Σχήμα 4.14 παρουσιάζεται μια πλήρη εικόνα τόσο

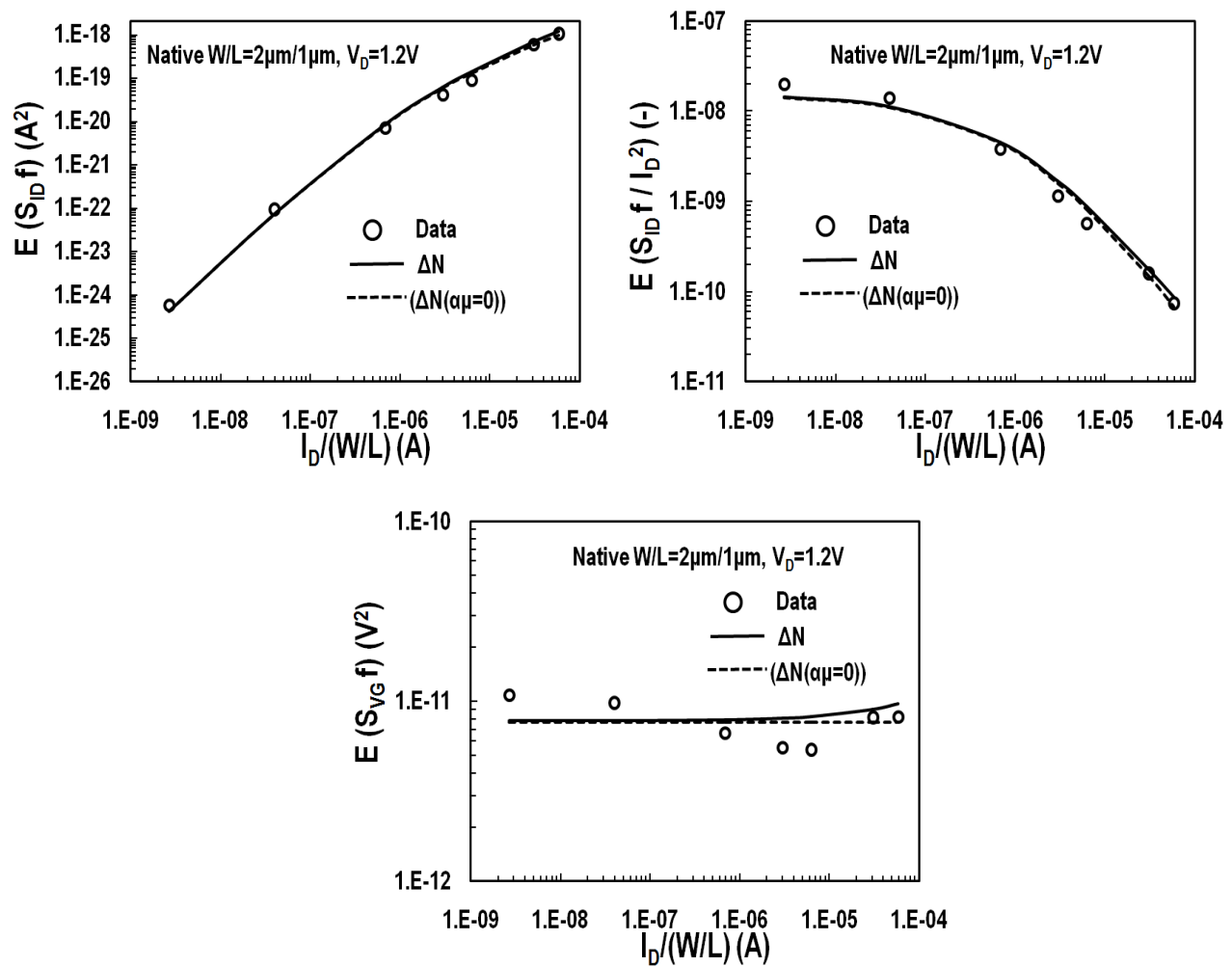
της συμπεριφοράς της μέσης τιμής όσο και της μεταβλητότητας του θορύβου. Δείχνεται τόσο η μέση τιμή όσο και η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου τόσο στην υποδοχή όσο και στην πύλη του τρανζίστορ με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Σε κάθε περίπτωση, οι τετραγωνικοί δείκτες αντιπροσωπεύουν τον λογαριθμικό μέσο όρο των μετρημένου θορύβου ενώ οι τριγωνικοί και οι κυκλικοί δείκτες αντιπροσωπεύουν τις  $\pm 2\sigma$  τυπικές αποκλίσεις των δεδομένων. Αντίστοιχα η μπλε συνεχής γραμμή αντιπροσωπεύει το μοντέλο του μέσου όρου ενώ οι διακεκομμένες κόκκινες και πράσινες γραμμές τις  $\pm 2\sigma$  τυπικές αποκλίσεις του μοντέλου. Παρακάτω παρατίθεται ο πίνακας με τις εξαγμένες παραμέτρους τόσο του φυσικού όσο και του στατιστικού μοντέλου.

Parameter	Units	$W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$
NT	$\text{eV}^{-1}\text{cm}^{-3}$	$1.8 \cdot 10^{16}$
AC	$\text{VsC}^{-1}$	$8 \cdot 10^2$
A	$\mu\text{m}$	1
B	-	0.7

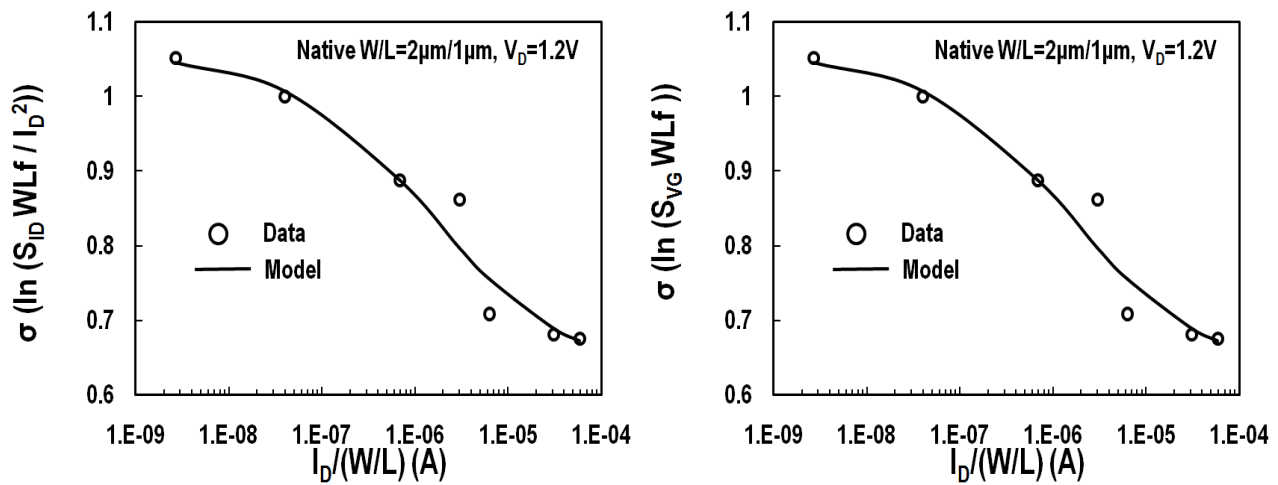
Πίνακας 4.1: Παράμετροι Native MOSFET  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$

#### 4.4.2 Native MOSFET - $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα από το τρανζίστορ με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ . Η μέση τιμή του LF θορύβου του συγκεκριμένου τρανζίστορ δείχνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4.15) ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής ( $I_D/(W/L)$ ). Πιο συγκεκριμένα ο LF θόρυβος στην υποδοχή  $S_{ID}f$ , ο LF θόρυβος στην υποδοχή κανονικοποιημένος με το τετράγωνο του ρεύματος  $S_{ID}f/I_D^2$  και ο LF θόρυβος στην πύλη ( $S_{VG}f$ ) παρουσιάζονται στο 1 Hz. Όπως και στην περίπτωση της διάταξης με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  που παρουσιάστηκε πριν, τόσο τα δεδομένα όσο και τα μοντέλα παρατίθενται ενώ φαίνεται ξεκάθαρα και από τις τρεις αυτές απεικονίσεις του LF θορύβου, ότι το μοντέλο καλύπτει αρκετά καλά τα δεδομένα. Είναι αρκετά σημαντικό να σημειώσουμε ότι ο  $S_{ID}f/I_D^2$  θόρυβος σταθεροποιείται σε ασθενή αντιστροφή και μειώνεται σε ισχυρή πράγμα που επιβεβαιώνει τη σχέση του με τον λόγο  $g_m/I_D$  όπως φαίνεται και από το μοντέλο. Επίσης βλέπουμε στον  $S_{VG}f$  θόρυβο ότι χωρίς την επίδραση του Coulomb Scattering ( $\alpha_c=0$ ), παραμένει σταθερός και ανεξάρτητος από την πόλωση. Η ύπαρξη του Coulomb Scattering προκαλεί μια αύξηση σε ισχυρή αντιστροφή που δεν είναι τόσο έντονη στο συγκεκριμένο τρανζίστορ.

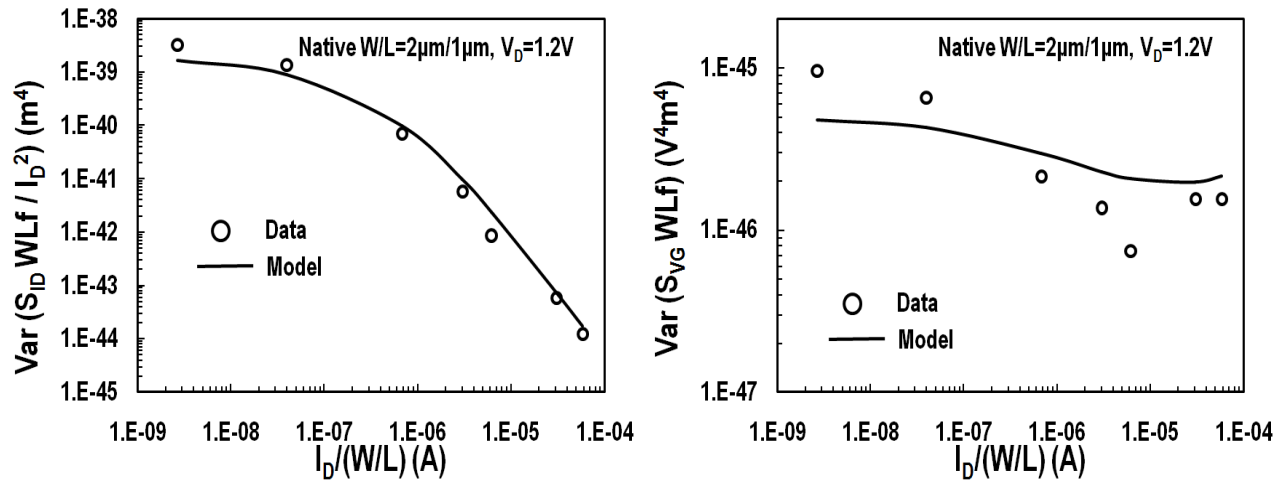


Σχήμα 4.15: Μέση τιμή LF θόρυβου στην υποδοχή  $S_{IDf}$ , κανονικοποιημένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής  $S_{IDf}/I_D^2$  και στην πύλη  $S_{VGf}$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.4, 0.58\text{V}$

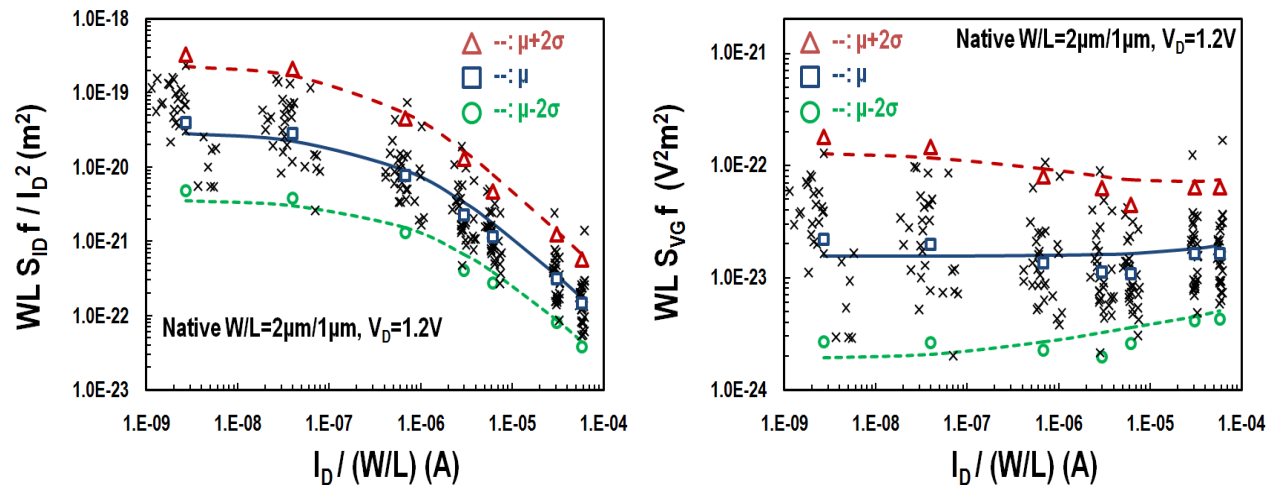


Σχήμα 4.16: Τυπική απόκλιση του φυσικού λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θόρυβου στην υποδοχή  $\sigma[\ln(WLS_{IDf}/I_D^2)]$  και στην πύλη  $\sigma[\ln(WLS_{VGf})]$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.4, 0.58\text{V}$

Στο Σχήμα 4.16, παρατίθενται τα γραφήματα με τις τυπικές αποκλίσεις του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $\sigma[\ln(WLS_{IDf}/I_D^2)]$ ,  $\sigma[\ln(WLS_{VGf})]$  του τρανζίστορ  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Αποδεικνύεται πειραματικά ότι οι δύο παραπάνω τυπικές αποκλίσεις δεν διαφέρουν. Η εξάρτηση της διασποράς του θορύβου από την πόλωση φαίνεται ξεκάθαρα ενώ η εξάρτηση αυτή μοιάζει με την εξάρτηση της μέσης τιμής του κανονικοποιημένου θορύβου με την πόλωση όπως είδαμε στο Σχήμα 4.15 αλλά και στο τρανζίστορ με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ . Στο Σχήμα 4.17 που ακολουθεί, παρατίθενται τα γραφήματα με τα Variances του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $\text{Var}(WLS_{IDf}/I_D^2)$ ,  $\text{Var}(WLS_{VGf})$  του τρανζίστορ  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής όπως αυτά υπολογίζονται από την εξίσωση 4.1.



Σχήμα 4.17: Variances του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $\text{Var}(WLS_{IDf}/I_D^2)$  και στην πύλη  $\text{Var}(WLS_{VGf})$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.4, 0.58\text{V}$



Σχήμα 4.18: Μέση τιμή κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLS_{IDf}/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VGf}$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.4, 0.58\text{V}$

Από τα Σχήματα 4.16, 4.17 βλέπουμε ότι το στατιστικό μοντέλο παρέχει ικανοποιητικά αποτελέσματα όσον αφορά την πρόβλεψη της μεταβλητότητας του θορύβου. Στο Σχήμα 4.18 παρουσιάζεται μια πλήρη εικόνα τόσο

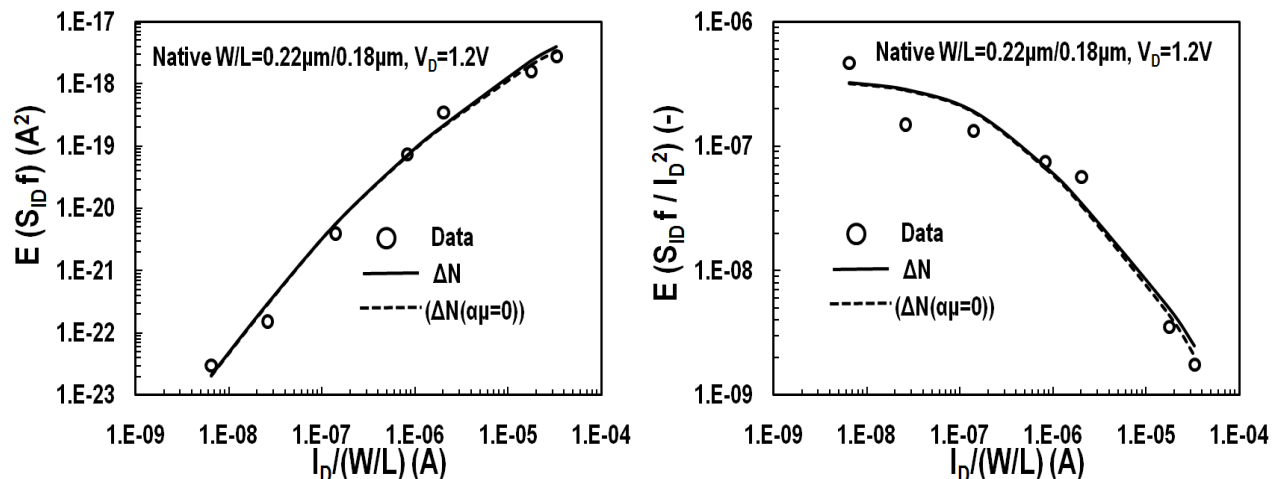
της συμπεριφοράς της μέσης τιμής όσο και της μεταβλητότητας του θορύβου. Δείχνεται τόσο η μέση τιμή όσο και η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου τόσο στην υποδοχή όσο και στην πύλη του τρανζίστορ με  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Παρακάτω παρατίθεται ο πίνακας με τις εξαγμένες παραμέτρους τόσο του φυσικού όσο και του στατιστικού μοντέλου.

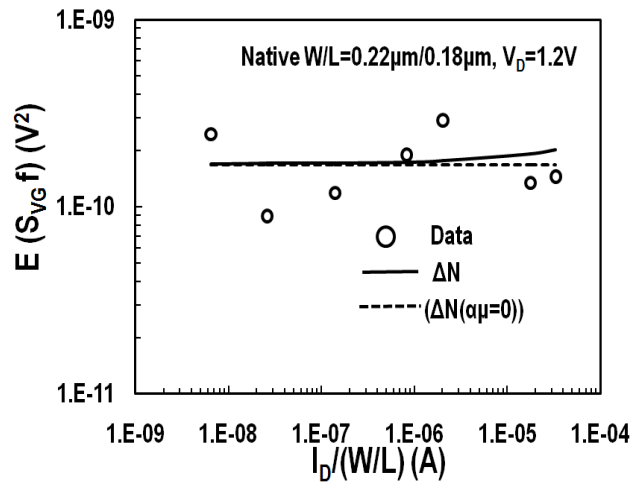
Parameter	Units	$W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$
NT	$\text{eV}^{-1}\text{cm}^{-3}$	$2.3 \cdot 10^{16}$
AC	$\text{VsC}^{-1}$	$8 \cdot 10^2$
A	$\mu\text{m}$	0.9
B	-	0.8

Πίνακας 4.2: Παράμετροι Native MOSFET  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$

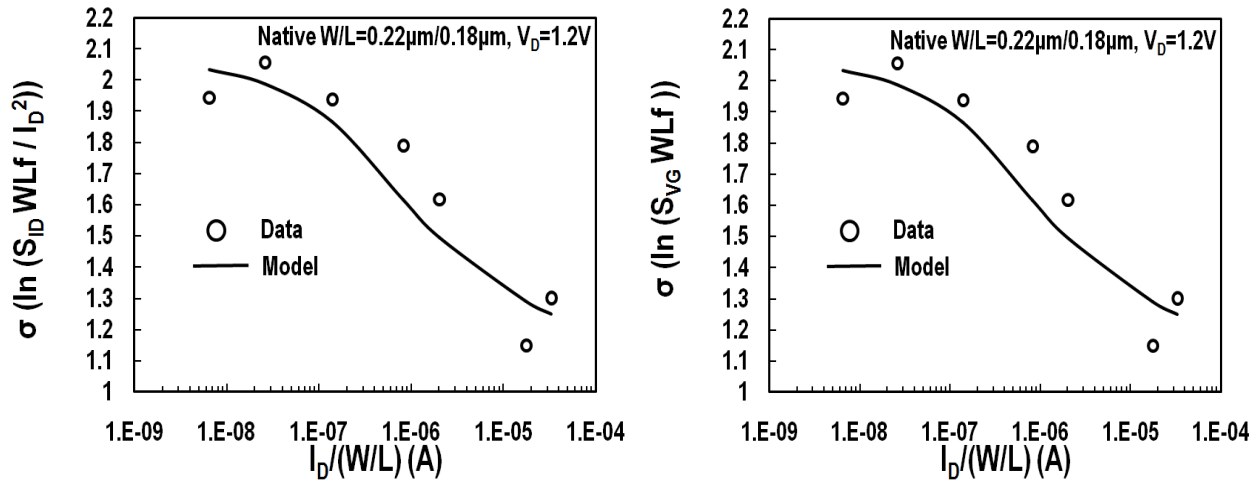
#### 4.4.3 Native MOSFET - $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα από το τρανζίστορ με  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ . Η μέση τιμή του LF θορύβου του συγκεκριμένου τρανζίστορ δείχνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4.19) ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής ( $I_D/(W/L)$ ). Πιο συγκεκριμένα ο LF θόρυβος στην υποδοχή  $S_{IDf}$ , ο LF θόρυβος στην υποδοχή κανονικοποιημένος με το τετράγωνο του ρεύματος  $S_{IDf}/I_D^2$  και ο LF θόρυβος στην πύλη ( $S_{VGf}$ ) παρουσιάζονται στο 1 Hz. Όπως και στην περίπτωση των δύο προηγούμενων τρανζίστορ που παρουσιάστηκαν πριν, τόσο τα δεδομένα όσο και τα μοντέλα παρατίθενται ενώ φαίνεται ξεκάθαρα και από τις τρεις αυτές απεικονίσεις του LF θορύβου, ότι το μοντέλο καλύπτει αρκετά καλά τα δεδομένα. Είναι αρκετά σημαντικό να σημειώσουμε ότι ο  $S_{IDf}/I_D^2$  θόρυβος σταθεροποιείται σε ασθενή αντιστροφή και μειώνεται σε ισχυρή πράγμα που επιβεβαιώνει τη σχέση του με τον λόγο  $g_m/I_D$  όπως φαίνεται και από το μοντέλο. Επίσης βλέπουμε στον  $S_{VGf}$  θόρυβο ότι χωρίς την επίδραση του Coulomb Scattering ( $\alpha_c=0$ ), παραμένει σταθερός και ανεξάρτητος από την πόλωση. Η ύπαρξη του Coulomb Scattering προκαλεί μια αύξηση σε ισχυρή αντιστροφή που δεν είναι τόσο έντονη στο συγκεκριμένο τρανζίστορ.



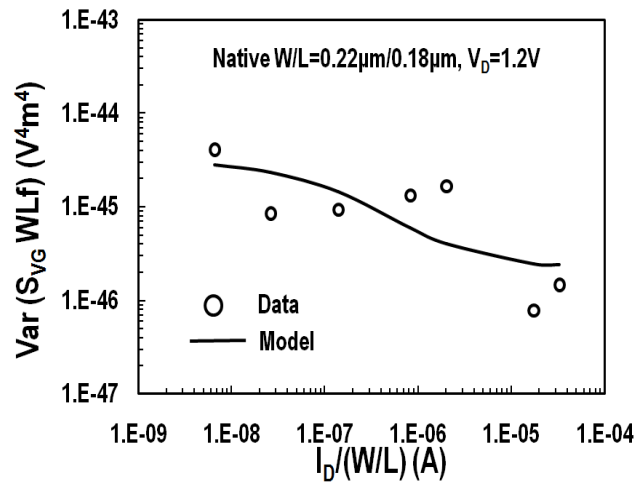
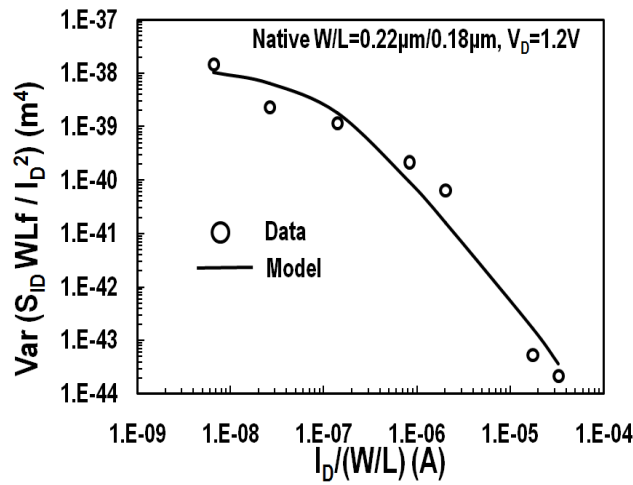


Σχήμα 4.19: Μέση τιμή LF θορύβου στην υποδοχή  $S_{ID}f$ , κανονικοποιημένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής  $S_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $S_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46\text{V}$

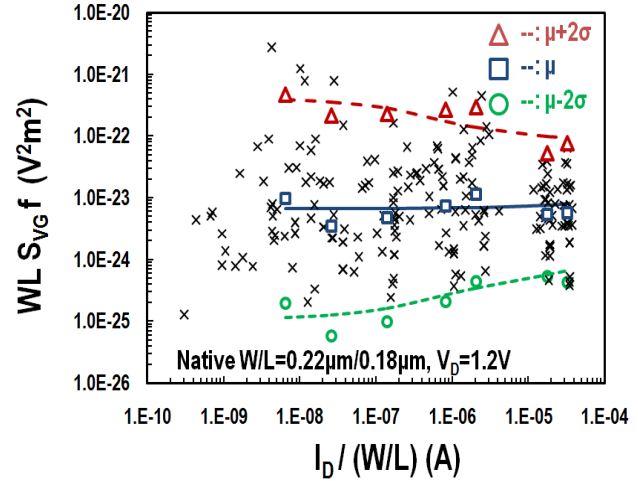
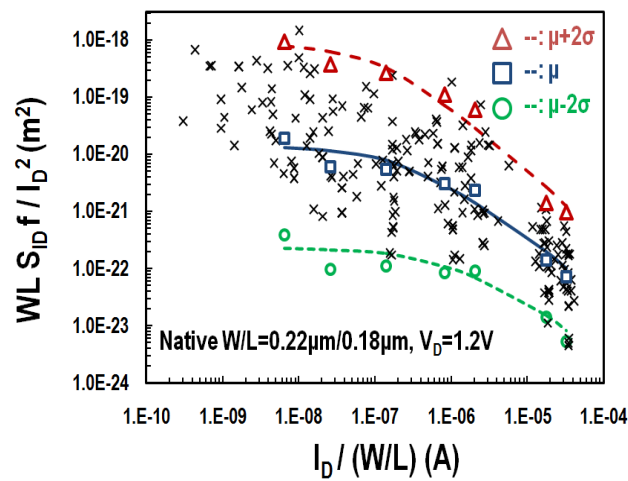


Σχήμα 4.20: Τυπική απόκλιση του φυσικού λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $\sigma[\ln(WLS_{ID}f/I_D^2)]$  και στην πύλη  $\sigma[\ln(WLS_{VG}f)]$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46\text{V}$

Στο Σχήμα 4.20, παρατίθενται τα γραφήματα με τις τυπικές αποκλίσεις του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $\sigma[\ln(WLS_{ID}f/I_D^2)]$ ,  $\sigma[\ln(WLS_{VG}f)]$  του τρανζίστορ  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Αποδεικνύεται πειραματικά ότι οι δύο παραπάνω τυπικές αποκλίσεις δεν διαφέρουν. Η εξάρτηση της διασποράς του θορύβου από την πόλωση φαίνεται ξεκάθαρα ενώ η εξάρτηση αυτή μοιάζει με την εξάρτηση της μέσης τιμής του κανονικοποιημένου θορύβου με την πόλωση όπως είδαμε στο Σχήμα 4.15 αλλά και στα άλλα δύο τρανζίστορ που μελετούνται σε αυτήν την πτυχιακή. Στο Σχήμα 4.21 που ακολουθεί, παρατίθενται τα γραφήματα με τα Variances του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $\text{Var}(WLS_{ID}f/I_D^2)$ ,  $\text{Var}(WLS_{VG}f)$  του τρανζίστορ  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής όπως αυτά υπολογίζονται από την εξίσωση 4.1.



Σχήμα 4.21: Variances του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $\text{Var}(WLS_{ID}f/I_D^2)$  και στην πύλη  $\text{Var}(WLS_{VG}f)$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46\text{V}$



Σχήμα 4.22: Μέση τιμή κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLS_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  και  $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46\text{V}$

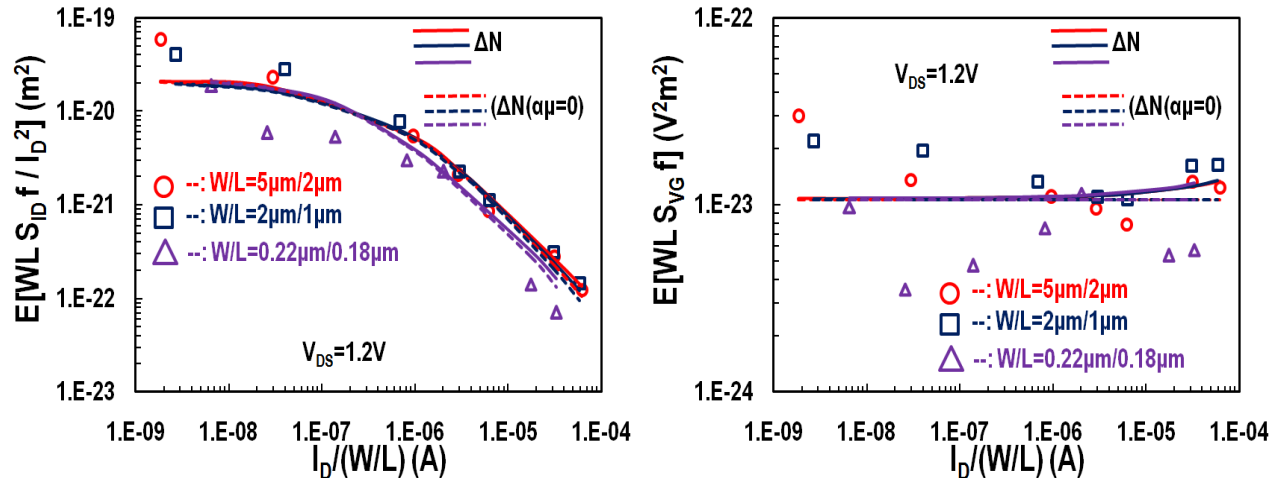
Από τα Σχήματα 4.20, 4.21 βλέπουμε ότι το στατιστικό μοντέλο παρέχει ικανοποιητικά αποτελέσματα όσον αφορά την πρόβλεψη της μεταβλητότητας του θορύβου. Στο Σχήμα 4.22 παρουσιάζεται μια πλήρη εικόνα τόσο της συμπεριφοράς της μέσης τιμής όσο και της μεταβλητότητας του θορύβου. Δείχνεται τόσο η μέση τιμή όσο και η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου τόσο στην υποδοχή όσο και στην πύλη του τρανζίστορ με  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Παρακάτω παρατίθεται ο πίνακας με τις εξαγμένες παραμέτρους τόσο του φυσικού όσο και του στατιστικού μοντέλου.

Parameter	Units	W/L=0.22μm/0.18μm
NT	$eV^{-1}cm^{-3}$	$1.10^{16}$
AC	$VsC^{-1}$	$7.10^2$
A	μm	0.23
B	-	1.6

Πίνακας 4.3: Παράμετροι Native MOSFET W/L=0.22μm/0.18μm

Από όλα τα παραπάνω Σχήματα αλλά και από τις τιμές των παραμέτρων όπως αυτές παρουσιάζονται στους Πίνακες 4.1, 4.2, 4.3 μπορούμε να συμπεράνουμε τα εξής. Οι παράμετροι του φυσικού μοντέλου  $N_T$  και  $\alpha_c$  είναι αρκετά κοντά και για τα τρία τρανζίστορ που σημαίνει ότι το scaling της μέσης τιμής του θορύβου ως προς την επιφάνεια συμπεριφέρεται όπως αναμενόταν και περίπου ίσο με  $\sim 1/WL$ . Όσον αφορά το στατιστικό μοντέλο, παρατηρούμε ότι οι τιμές των παραμέτρων A, B είναι αρκετά κοντά για τα δύο μεγαλύτερα τρανζίστορ αλλά διαφέρουν αρκετά στο πιο μικρό. Αυτό σημαίνει ότι το scaling της διασποράς του LF θορύβου ακολουθεί την αναμενόμενη  $1/VWL$  σε μεγαλύτερες διαστάσεις αλλά αυτό δεν ισχύει για μικρές επιφάνειες [16].

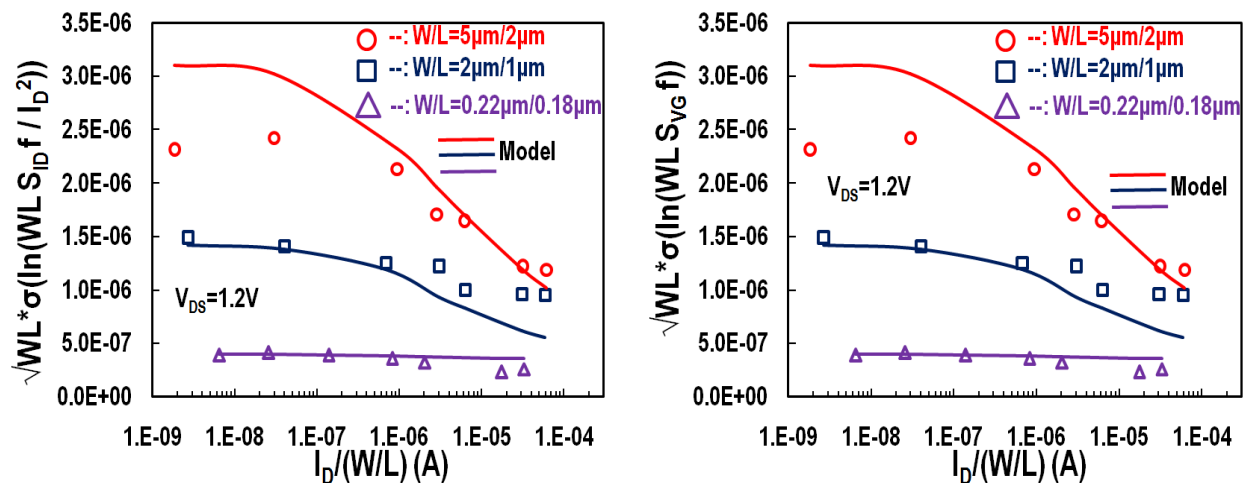
#### 4.4.4 Συγκρίσεις Native MOSFETs με κοινό σετ παραμέτρων



Σχήμα 4.23: Μέση τιμή κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLS_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET W/L=5μm/2μm, W/L=2μm/1μm, W/L=0.22μm/0.18μm,  $V_D=1.2V$

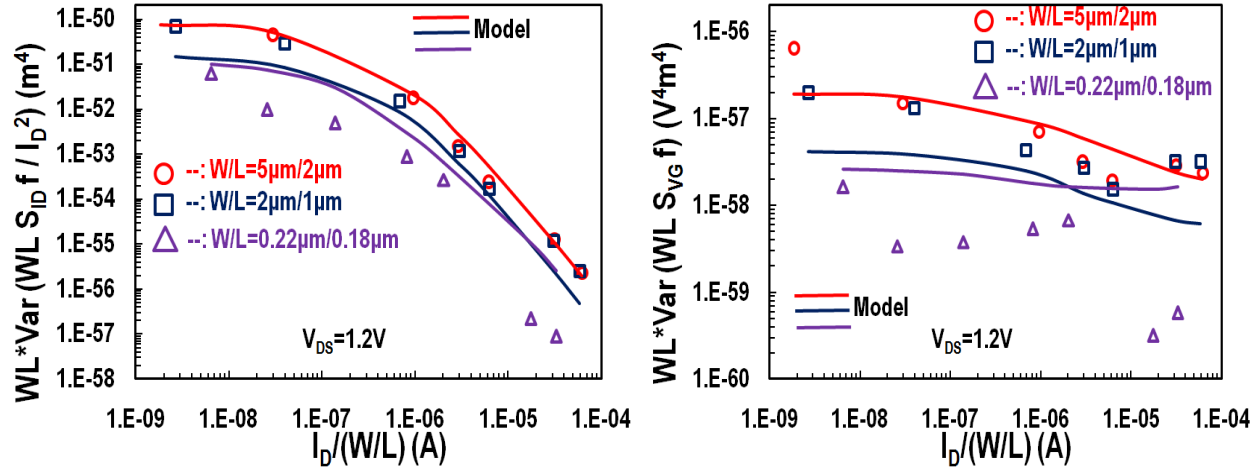
Σε αυτήν την ενότητα, προσπαθήσαμε να εξάγουμε τα μοντέλα μέσης τιμής αλλά και μεταβλητότητας του LF θορύβου χρησιμοποιώντας κοινό σετ παραμέτρων και για τα τρία Native MOSFETs που χρησιμοποιούνται σε αυτήν την πτυχιακή. Μπορεί τα αποτελέσματα να μην είναι όσο ακριβή όσο πριν αλλά η χρήση ενός κοινού σετ παραμέτρων ενός μοντέλου για πολλά τρανζίστορ μιας τεχνολογίας με ικανοποιητικά αποτελέσματα είναι ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα καθώς το μοντέλο καλύπτει τότε ικανοποιητικά το scaling της τεχνολογίας και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις προσομοιώσεις όλων των τρανζίστορ χωρίς αλλαγές. Αρχικά θα συγκρίνουμε την μέση τιμή του LF θορύβου τόσο στην πύλη όσο και στην υποδοχή του τρανζίστορ αλλά για να γίνει αυτό

σωστά, για να μπορέσουμε δηλαδή να δείξουμε και τα τρία τρανζίστορ στο ίδιο γράφημα, πρέπει να πολλαπλασιάσουμε με την επιφάνεια WL έτσι ώστε να εξαλείψουμε την εξάρτηση από την γεωμετρία αφού ως γνωστόν ο LF θόρυβος είναι αντιστρόφως ανάλογος της επιφάνειας. Κατά συνέπεια στο Σχήμα 4.23 παραπάνω, δείχνουμε τα  $E(WLS_{ID}f/I_D^2)$ ,  $E(WLS_{VG}f)$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , όπου για την εξαγωγή των μοντέλων χρησιμοποιούνται οι ίδιες τιμές παραμέτρων για όλες τις περιπτώσεις. Αυτό που μπορούμε να παρατηρήσουμε είναι ότι το πιο μικρό τρανζίστορ ( $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ) έχει και το χαμηλότερο θόρυβο, ιδιαίτερα σε ισχυρή αντιστροφή. Επίσης το μικρό τρανζίστορ φαίνεται να μην επηρεάζεται ιδιαίτερα από το Coulomb Scattering φαινόμενο. Ιδιαίτερα στον θόρυβο στην πύλη, βλέπουμε ότι σε ισχυρή αντιστροφή τα δύο μεγαλύτερα τρανζίστορ παρουσιάζουν μια μικρή αύξηση όταν το  $\alpha\text{m}$  δεν είναι μηδέν ενώ το μικρότερο παραμένει σχεδόν σταθερό με την πόλωση. Σε γενικές γραμμές, η συμπεριφορά του απλού αυτού Carrier Number Fluctuation μοντέλου για όλες τις διατάξεις που εξετάζουμε, κρίνεται ικανοποιητική.



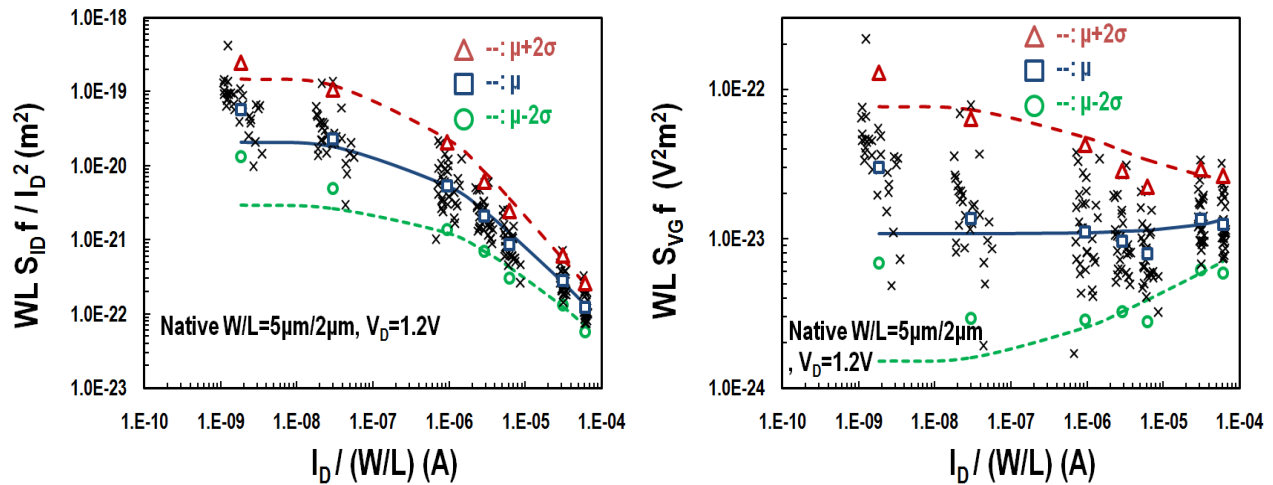
Σχήμα 4.24: Τυπική απόκλιση του φυσικού λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $vWL\sigma[\ln(WLS_{ID}f/I_D^2)]$  και στην πύλη  $vWL\sigma[\ln(WLS_{VG}f)]$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $W/L=2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$

Στο Σχήμα 4.24, παρατίθενται τα γραφήματα με τις τυπικές αποκλίσεις του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $vWL\sigma[\ln(WLS_{ID}f/I_D^2)]$ ,  $vWL\sigma[\ln(WLS_{VG}f)]$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Σε αυτήν την περίπτωση, ένα κοινό σετ παραμέτρων του στατιστικού μοντέλου θορύβου χρησιμοποιήθηκε και για τις τρεις διατάξεις που μελετάμε. Ός γνωστόν και ιδιαίτερα για μεγαλύτερα τρανζίστορ, η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του LF θορύβου έχει μια συμπεριφορά αντιστρόφως ανάλογη της τετραγωνικής ρίζας της επιφάνειας  $vWL$  [15-18]. Για αυτόν το λόγο στο Σχήμα 4.24, έχουμε κανονικοποιήσει τον θόρυβο στην πύλη και στην υποδοχή με αυτήν την ποσότητα. Φαίνεται λοιπόν και πάλι, ότι μετά από αυτήν την κανονικοποίηση ότι το μικρότερο τρανζίστορ έχει τη χαμηλότερη διασπορά θορύβου. Βέβαια γνωρίζουμε ότι στα μικρότερα τρανζίστορ, το scaling της τυπικής απόκλισης του λογαρίθμου του LF θορύβου δεν είναι ακριβώς  $1/vWL$  [3], [16]. Το συμπέρασμα είναι πάντως ότι η εξάρτηση του  $\sigma$  από την πόλωση είναι ιδιαίτερα έντονη στα μεγαλύτερα τρανζίστορ και εξασθενεί όσο η επιφάνεια της διάταξης μικραίνει. Στο μικρότερο τρανζίστορ βλέπουμε ότι η εξάρτηση αυτή δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική. Στο Σχήμα 4.25 που ακολουθεί, παρατίθενται τα γραφήματα με τα Variances του κανονικοποιημένου θορύβου υποδοχής και πύλης,  $WLVar(WLS_{ID}f/I_D^2)$ ,  $WLVar(WLS_{VG}f)$  ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα υποδοχής. Η κανονικοποίηση με την επιφάνεια WL λαμβάνει χώρα γιατί και το Variance του LF θορύβου συμπεριφέρεται

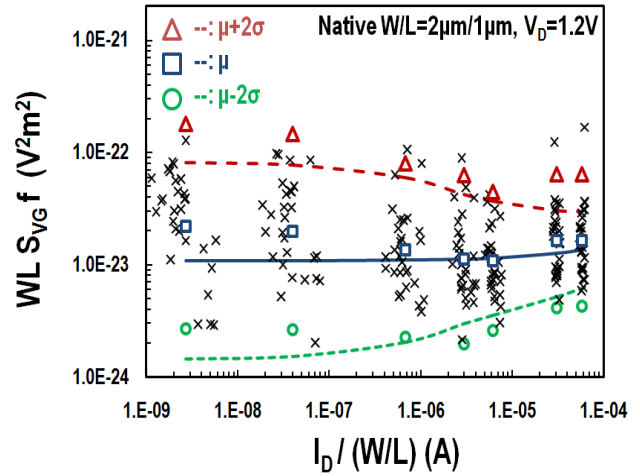
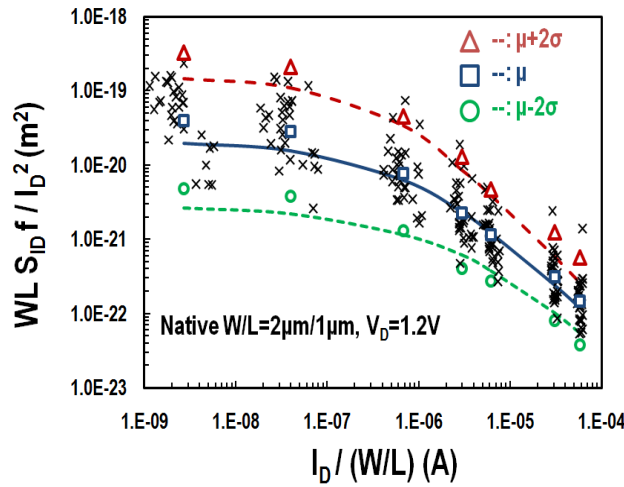


Σχήμα 4.25: Variances του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLVar(WLS_{ID}f/I_D^2)$  και στην πύλη  $WLVar(WLS_{VG}f)$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=5\mu m/2\mu m$ ,  $W/L=2\mu m/1\mu m$ ,  $W/L=0.22\mu m/0.18\mu m$ ,  $V_D=1.2V$

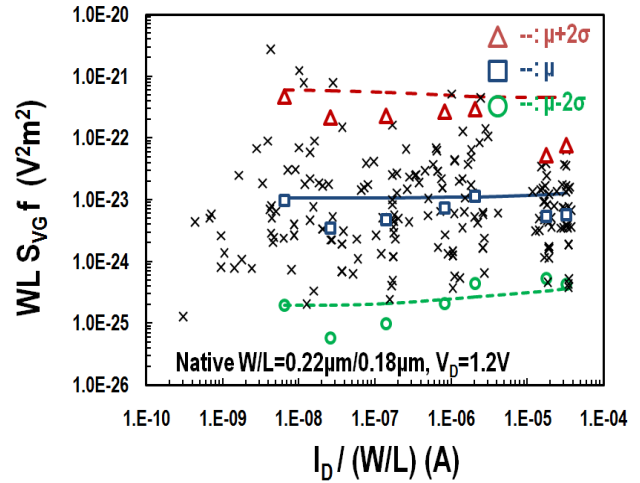
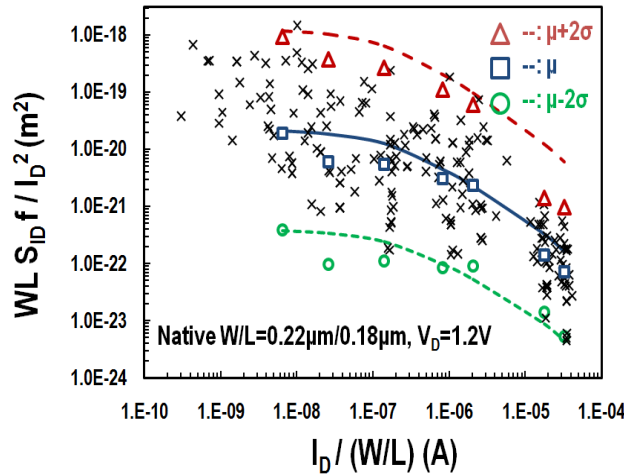
αντιστρόφως ανάλογα με το  $WL$  όπως και η μέση τιμή του θορύβου. Επίσης τα μοντέλα προκύπτουν από το κοινό σετ παραμέτρων για το στατιστικό μοντέλο LF θορύβου. Όσον αφορά τα Variances λοιπόν, παρατηρούμε μια παρόμοια συμπεριφορά με τη μέση τιμή του LF θορύβου (Σχήμα 4.23). Βλέπουμε την εξάρτηση από την πόλωση ιδιαίτερα στο θόρυβο στην υποδοχή ενώ πάλι το μικρότερο τρανζίστορ παρουσιάζει το μικρότερο Variance μετά την κανονικοποίηση με την επιφάνεια. Τέλος, στα Σχήματα 4.26, 4.27, 4.28 παρουσιάζεται μια πλήρη εικόνα τόσο της συμπεριφοράς της μέσης τιμής όσο και της μεταβλητότητας του θορύβου και για τα τρία τρανζίστορ. Αυτά τα σχήματα είναι σε πλήρη αντιστοιχία με τα Σχήματα 4.14, 4.18, 4.22 μόνο που τώρα χρησιμοποιείται ένα κοινό σετ παραμέτρων για τα μοντέλα της μέσης τιμής αλλά και της μεταβλητότητας του LF θορύβου.



Σχήμα 4.26: Μέση τιμή Κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLS_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=5\mu m/2\mu m$ ,  $V_D=1.2V$  και  $V_G=-0.18, -0.1, 0.02, 0.08, 0.14, 0.38, 0.56 V$



Σχήμα 4.27: Μέση τιμή κανονικοποιημένου LF θόρυβου στην υποδοχή  $WLS_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET με  $W/L=2\mu m/1\mu m$ ,  $V_D=1.2V$  και  $V_G=-0.16, -0.08, 0.02, 0.1, 0.16, 0.4, 0.58 V$



Σχήμα 4.28: Μέση τιμή κανονικοποιημένου LF θόρυβου στην υποδοχή  $WLS_{ID}f/I_D^2$  και στην πύλη  $WLS_{VG}f$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D/(W/L)$ , για Native MOSFET  $W/L=0.22\mu m/0.18\mu m$ ,  $V_D=1.2V$  και  $V_G=-0.28, -0.2, -0.12, -0.02, 0.04, 0.28, 0.46 V$

Παρακάτω παρατίθεται ο συνολικός πίνακας με το κοινό σετ των εξαγμένων παραμέτρων τόσο του φυσικού όσο και του στατιστικού μοντέλου και για τις τρεις διαφορετικές Native MOSFET διατάξεις καθώς και οι επιμέρους τιμές από τους πίνακες 4.1, 4.2, 4.3. Όσον αφορά το φυσικό μοντέλο, η παράμετρος  $N_T$  ( $N_T=1.6 \cdot 10^{16} \text{ eV}^{-1}\text{cm}^{-3}$ ) είναι κοντά στο μέσο όρο των τιμών που έχουν εξαχθεί για κάθε τρανζίστορ ( $W/L=5\mu m/2\mu m$  -  $N_T=1.8 \cdot 10^{16} \text{ eV}^{-1}\text{cm}^{-3}$ ), ( $W/L=2\mu m/1\mu m$   $N_T=2.3 \cdot 10^{16} \text{ eV}^{-1}\text{cm}^{-3}$ ), ( $W/L=0.22\mu m/0.18\mu m$   $N_T=1.10^{16} \text{ eV}^{-1}\text{cm}^{-3}$ ), ενώ η  $\alpha_c$  είναι ίδια με τις τιμές για τα δύο μεγαλύτερα τρανζίστορ ( $\alpha_c=8 \cdot 10^2 \text{ VsC}^{-1}$ ). Ακόμα και στο πιο μικρό βέβαια η τιμή της ήταν αρκετά κοντά ( $\alpha_c=7 \cdot 10^2 \text{ VsC}^{-1}$ ). Οι τιμές της  $N_T$  είναι κοντά στις τιμές που προκύπτουν από την βιβλιογραφία για τα Standard MOSFETs ενώ αντίθετα οι τιμές της  $\alpha_c$  είναι αρκετά χαμηλότερες που σημαίνει ότι τα Native MOSFETs έχουν πολύ λιγότερη την ένταση του Coulomb Scattering φαινομένου σε σχέση με τα Standard MOSFETs.

Parameter	Units	All W/L	W/L=5μm/2μm	W/L=2μm/1μm	W/L=0.22μm/0.18μm
NT	eV <sup>-1</sup> cm <sup>-3</sup>	1.6.10 <sup>16</sup>	1.8.10 <sup>16</sup>	2.3.10 <sup>16</sup>	1.10 <sup>16</sup>
AC	VsC <sup>-1</sup>	8.10 <sup>2</sup>	8.10 <sup>2</sup>	8.10 <sup>2</sup>	7.10 <sup>2</sup>
A	μm	0.35	1	0.9	0.23
B	-	1	0.7	0.8	1.6

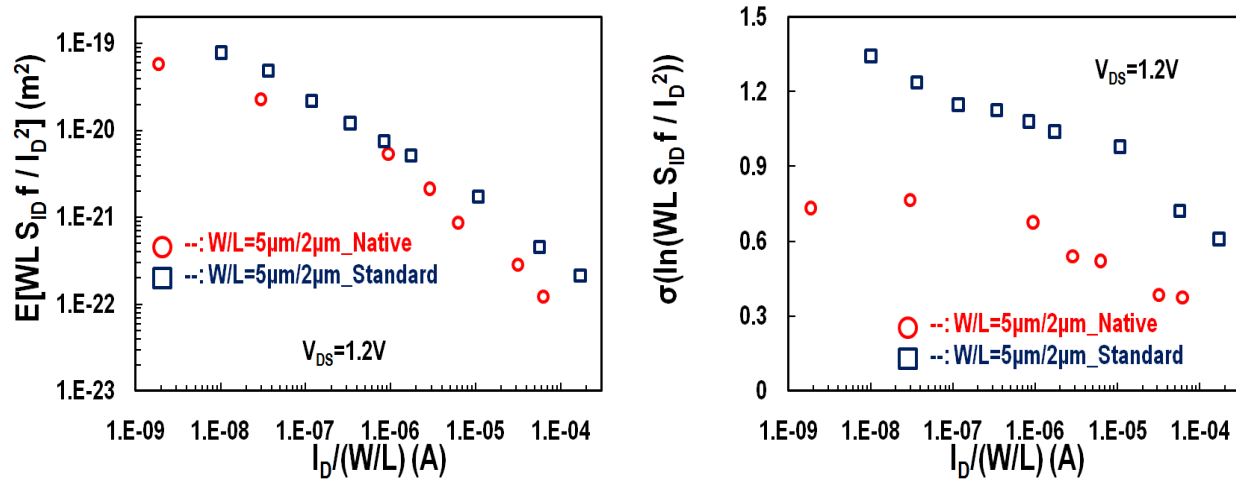
Πίνακας 4.4: Κοινό σετ παραμέτρων Native MOSFET

Όσον αφορά το στατιστικό μοντέλο θορύβου, η παράμετρος A παίρνει χαμηλότερη τιμή (A=0.35 μm) από αυτή που έπαιρνε για τα πιο μεγάλα τρανζίστορ (W/L=5μm/2μm - A=1 μm), (W/L=2μm/1μm - A=0.9 μm) και η οποία είναι λίγο μεγαλύτερη από την τιμή της για το μικρό τρανζίστορ (W/L=0.22μm/0.18μm - A=0.23 μm). Αντίθετα η τιμή της παραμέτρου B (B=1) είναι πιο κοντά στις τιμές που έπαιρνε για τα μεγαλύτερα τρανζίστορ (W/L=5μm/2μm - B=0.7), (W/L=2μm/1μm - B=0.8) παρά στην τιμή που είχε για το μικρότερο τρανζίστορ (W/L=0.22μm/0.18μm - B=1.6).

#### 4.4.5 Συγκρίσεις Native με Standard MOSFETs ως προς την πόλωση και ως προς την επιφάνεια

Ένα τελευταίο αλλά πολύ σημαντικό βήμα αυτής της ανάλυσης, είναι η σύγκριση των αποτελεσμάτων για το LF θόρυβο των Native MOSFETs με αποτελέσματα για τα Standard MOSFETs της ίδιας τεχνολογίας όπως αυτά περιγράφονται στην αναφορά [15]. Επειδή δεν υπάρχουν γνωστές βιβλιογραφικές πηγές που να αναφέρονται σε LF θόρυβο Native διατάξεων, έχει πολύ ενδιαφέρον να δούμε πως συμπεριφέρονται σε σχέση με standard τρανζίστορ. Πήραμε μια γεύση πιο πάνω όσον αφορά τις τιμές των παραμέτρων αλλά η γραφική απεικόνιση που ακολουθεί θα μας οδηγήσει σε πιο ασφαλή συμπεράσματα. Όσον αφορά τη συμπεριφορά της μέσης τιμής αλλά και της μεταβλητότητας του LF θορύβου ως προς την πόλωση, θα επικεντρωθούμε στο μεγαλύτερο τρανζίστορ με W/L=5μm/2μm καθώς αυτή η γεωμετρία είναι κοινή τόσο στα Native MOSFETs που μελετάμε σε αυτήν την πτυχιακή όσο και στα Standard MOSFETs που μελετούνται στην αναφορά [15]. Επίσης όπως έχουμε δει και παραπάνω, η εξάρτηση από την πόλωση είναι ιδιαίτερα έντονη στα τρανζίστορ μεγαλύτερων διαστάσεων. Στο Σχήμα 4.29 που ακολουθεί, στο αριστερό γράφημα, παρατίθεται η μέση τιμή του κανονικοποιημένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής LF θορύβου στην υποδοχή ως προς το κανονικοποιημένο με την επιφάνεια ρεύμα υποδοχής  $I_D/(W/L)$ , αναφερόμενου στο 1 Hz τόσο για το Standard όσο και για το Native MOSFET με W/L=5μm/2μm. Αντίστοιχα στο δεξιό γράφημα, παρατίθεται η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής LF θορύβου στην υποδοχή ως προς το κανονικοποιημένο με την επιφάνεια ρεύμα υποδοχής  $I_D/(W/L)$ , αναφερόμενου στο 1 Hz τόσο για το Standard όσο και για το Native MOSFET με W/L=5μm/2μm. Έχει σημασία να αναφέρουμε εδώ ότι όσον αφορά την τυπική απόκλιση του LF θορύβου του Standard τρανζίστορ, αυτή εκφράστηκε στην αναφορά [15] ως προς τον δεκαδικό λογάριθμο log. Για να μπορούν να γίνουν οι σωστές συγκρίσεις με το Native

τρανζίστορ όπου έχει υπολογιστεί το  $\sigma$  ως προς τον φυσικό λογάριθμο  $\ln$ , πρέπει να γίνουν οι αντίστοιχες μετατροπές από  $\log$  σε  $\ln$ . Το ίδιο θα γίνει και παρακάτω όταν θα συγκρίνουμε τις παραμέτρους του στατιστικού μοντέλου θορύβου για τα Standard τρανζίστορ [15] με τα Native (Πίνακας 4.4).

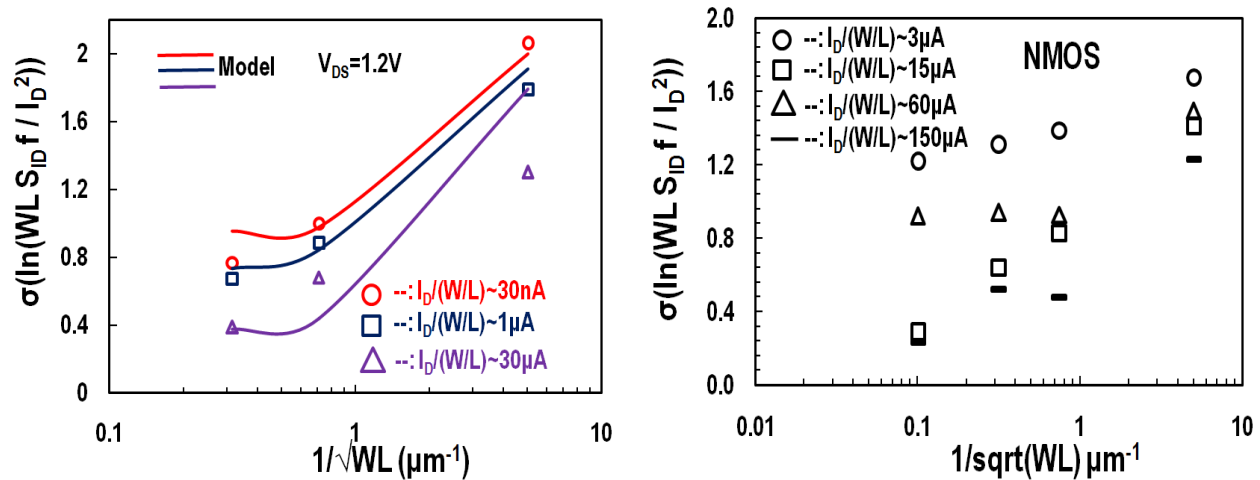


Σχήμα 4.29: Μέση τιμή του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $WLS_{ID} f / I_D^2$  (αριστερά) και τυπική απόκλιση του φυσικού λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $\sigma[\ln(WLS_{ID} f / I_D^2)]$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_D / (W/L)$ , για Native και Standard MOSFET με  $W/L = 5\mu m / 2\mu m$ ,  $V_D = 1.2V$

Το συμπέρασμα που προκύπτει είναι πάρα πολύ σημαντικό. Βλέπουμε λοιπόν ότι, όσον αφορά τη μέση τιμή, τα Standard και τα Native MOSFET ίδιων διαστάσεων, παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά. Μόνο σε ισχυρή αντιστροφή, τα Standard τρανζίστορ φαίνεται να έχουν μεγαλύτερη μέση τιμή θορύβου λόγω εντονότερου Coulomb Scattering φαινομένου. Όσον αφορά τη μεταβλητότητα του LF θορύβου, βλέπουμε ότι το Native τρανζίστορ έχει πού καλύτερη συμπεριφορά με αρκετά χαμηλότερη τυπική απόκλιση της διασποράς του θορύβου για όλα τα επίπεδα της αντιστροφής. Αυτό είναι ένα πάρα πού σημαντικό πλεονέκτημα των Native MOSFETs που αναδεικνύεται για πρώτη φορά στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής.

Όσον αφορά τη συμπεριφορά της μεταβλητότητας του LF θορύβου ως προς την επιφάνεια, το Σχήμα 4.30 μας βοηθάει να βγάλουμε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα. Στο αριστερό γράφημα παρουσιάζεται η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου με το τετράγωνο του ρεύματος υποδοχής LF θορύβου στην υποδοχή ως προς την επιφάνεια  $1/VWL$ , αναφερόμενου στο 1 Hz για τα Native MOSFETs. Παρατίθενται τόσο τα δεδομένα όσο και το μοντέλο που εξάχθηκε με τις παραμέτρους από τον Πίνακα 4.4. Βλέπουμε τη συμπεριφορά της μεταβλητότητας του θορύβου ως προς την επιφάνεια για τρία διαφορετικά επίπεδα κανονικοποιημένου ρεύματος και αυτό που παρατηρούμε είναι μια αύξηση της μεταβλητότητας για το μικρότερο τρανζίστορ ενώ για τα δύο μεγαλύτερα παραμένει σχεδόν σταθερή για κάθε διαφορετικό σημείο πόλωσης. Τα ίδια συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν και για τα Standard MOSFETs, όπως φαίνεται, στο δεξιό γράφημα του Σχήματος 4.30 αλλά και από την αναφορά [15]. Επίσης, παρόλο που δεν είναι ξεκάθαρο με την πρώτη ματιά εξαιτίας των διαφορετικών συνθηκών πόλωσης μεταξύ των Native και Standard MOSFETs που φαίνονται στο Σχήμα 4.30, η τυπική απόκλιση του LF θορύβου είναι αρκετά χαμηλότερη για τα Native σε σχέση με τα Standard MOSFET. Για να συγκρίνουμε τις παραμέτρους του στατιστικού μοντέλου για τον LF θόρυβο για τα Native και Standard MOSFET, πρέπει πρώτα η τυπική απόκλιση του θορύβου να μετατραπεί από  $\log$  που είναι στην αναφορά [15], σε  $\ln$ . Από αυτό προκύπτει ότι για να μπορέσουμε να συγκρίνουμε τις A, B της αναφοράς [15] με αυτές του Πίνακα 4.4, πρέπει να τις πολλαπλασιάσουμε με 2.3 αφού  $\log x = \ln x / 2.3$ . Έτσι προκύπτει ότι για τα Standard MOSFET,  $A = 0.25$  και  $B = 2.25$ . Παρατηρούμε λοιπόν ότι η μεγάλη διαφορά

έγκειται στην παράμετρο B όπου για τα Native MOSFET είναι ίση με 1 δηλαδή αρκετά χαμηλότερη από την τιμή που έχει για τα Standard MOSFET. Η παράμετρος B είναι αυτή που συνδέεται με την εξάρτηση από την πόλωση σε μεγαλύτερα τρανζίστορ και για αυτό στο Σχήμα 4.28 βλέπουμε το Standard τρανζίστορ με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  να έχει τόσο μεγαλύτερη μεταβλητότητα θορύβου από το αντίστοιχο Native. Αντίθετα στο πιο μικρό τρανζίστορ με  $W/L=0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$ , όπου επικρατεί η παράμετρος A, η διαφορά δεν είναι τόσο έντονη όπως φαίνεται και από το Σχήμα 4.29.



Σχήμα 4.29: τυπική απόκλιση του φυσικού λογαρίθμου του κανονικοποιημένου LF θορύβου στην υποδοχή  $\sigma[\ln(WL S_{ID} f / I_D^2)]$ , αναφερόμενου στο 1Hz, ως προς την κανονικοποιημένη επιφάνεια  $1/\sqrt{WL}$ , για Native (αριστερά) και Standard MOSFET (δεξιά),  $V_D=1.2V$

## 5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής, μια λεπτομερής ανάλυση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε Native MOSFET n-τύπου μιας πειραματικής 180nm τεχνολογίας, πραγματοποιήθηκε για πρώτη φορά. Ο LF θόρυβος εξετάστηκε σε τρεις διαφορετικές διατάξεις με  $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ,  $2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ,  $0.22\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$  τόσο όσον αφορά τη μέση τιμή του όσο και τη στατιστική του διασπορά. Η μελέτη αυτή έγινε σε όλα τα επίπεδα ρεύματος, από ασθενή σε ισχυρή αντιστροφή υπό συνθήκες κορεσμού. Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση της μέσης τιμής του LF θορύβου, είναι ένα απλό μοντέλο που περιλαμβάνει το φαινόμενο διακύμανσης του αριθμού των φορέων μαζί με το συσχετιζόμενο μοντέλο διακύμανσης της κινητικότητας το οποίο μας έδωσε αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα.

Όσον αφορά τη διασπορά του θορύβου, ένα πρόσφατο εμπειρικό μοντέλο που έχει προταθεί από την ομάδα μας, χρησιμοποιήθηκε το οποίο συνδέει την εξάρτηση από την πόλωση της μεταβλητότητας του LF θορύβου με τον κανονικοποιημένο λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα ( $g_m U_T / I_D$ ). Όσον αφορά τη στατιστική συμπεριφορά του LF θορύβου ως προς την επιφάνεια του τρανζίστορ, το απλό αυτό μοντέλο ακολουθεί την αντιστρόφως ανάλογη σχέση μεταξύ μεταβλητότητας και τετραγωνικής ρίζας της επιφάνειας που επικρατεί και στη βιβλιογραφία. Το μέγεθος που μετριέται και δείχνεται για τη στατιστική ανάλυση του LF θορύβου, είναι η τυπική απόκλιση του λογαρίθμου του κανονικοποιημένου θορύβου το οποίο στην ουσία περιγράφεται και ως κανονικοποιημένη τυπική απόκλιση ή διασπορά. Εκμεταλλευόμενοι την λογαριθμική κατανομή του LF θορύβου, υπολογίσαμε και παρουσιάσαμε επίσης την διασπορά του θορύβου. Το μοντέλο αυτό μας δίνει ποιοτικά αποτελέσματα ιδιαίτερα όταν χρησιμοποιούμε διαφορετικό σετ παραμέτρων για κάθε τρανζίστορ αλλά ακόμα και στην περίπτωση που εξάγουμε ένα κοινό σετ, τα αποτελέσματα είναι αρκετά ικανοποιητικά.

Τα γενικότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από την ανάλυση μας περιγράφονται παρακάτω. Καταρχήν όσον αφορά τη μέση τιμή του θορύβου, η συμπεριφορά είναι η αναμενόμενη καθώς ο κανονικοποιημένος με το τετράγωνο του ρεύματος, θόρυβος στην υποδοχή φαίνεται να μεγιστοποιείται σε ασθενή αντιστροφή ενώ μειώνεται όσο πάμε σε ισχυρότερα επίπεδα αντιστροφής. Η πτώση αυτή συνδέεται με το λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα αλλά και με το φαινόμενο Coulomb Scattering που αν είναι έντονο μπορεί να ελαττώσει το ρυθμό της μείωσης αυτής. Βέβαια, στα Native τρανζίστορ που είχαμε στη διάθεση μας, το φαινόμενο αυτό δεν ήταν ιδιαίτερα έντονο. Όσον αφορά τη σχέση της μέσης τιμής του LF θορύβου με την επιφάνεια, βλέπουμε ότι ισχύει η αντιστρόφως ανάλογη διασύνδεση τους σε γενικές γραμμές. Μόνο το μικρότερο τρανζίστορ, αν ο LF θόρυβος του κανονικοποιηθεί με την επιφάνεια, φαίνεται να έχει λίγο χαμηλότερα επίπεδα θορύβου. Τα μοντέλα μέσης τιμής του LF θορύβου έχουν εξαχθεί είτε με ξεχωριστό σετ παραμέτρων για κάθε τρανζίστορ είτε με ένα κοινό σετ. Αυτό που μπορούμε να συμπεράνουμε είναι ότι το φαινόμενο Coulomb Scattering είναι σχεδόν το ίδιο και για τα τρία τρανζίστορ ενώ ο αριθμός των παγίδων που επηρεάζει άμεσα το φαινόμενο διακύμανσης του αριθμού των φορέων, είναι μεγαλύτερος και περίπου ίσος στα δύο μεγαλύτερα τρανζίστορ και λίγο μικρότερος στο μικρό τρανζίστορ. Πάντως, το μοντέλο με το κοινό σετ παραμέτρων δίνει αρκετά καλά αποτελέσματα. Τέλος, κάνοντας μια σύγκριση ενός Native MOSFET και ενός Standard MOSFET με τις ίδιες διαστάσεις ( $W/L=5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ) όσον αφορά τη μέση τιμή του LF θορύβου, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι αυτή είναι αρκετά παρόμοια όταν αναφερόμαστε σε ίδια επίπεδα αντιστροφής και αυτό είναι ένα πολύ σημαντικό συμπέρασμα της δουλειάς αυτής.

Όσον αφορά τη μεταβλητότητα του LF θορύβου, μπορούμε να εξάγουμε επίσης πολύ χρήσιμα συμπεράσματα. Καταρχήν, παρατηρούμε μια εξάρτηση από την πόλωση της διασποράς του LF θορύβου που μπορεί να συνδεθεί με τον λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα όπως και στη μέση τιμή του θορύβου. Όσον αφορά τη σχέση με την επιφάνεια, η διασπορά του θορύβου φαίνεται να μεγιστοποιείται όταν πάμε στη

μικρότερη διάταξη όπου εκεί η εξάρτηση από την πόλωση δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική. Κατά την εξαγωγή του μοντέλου της μεταβλητότητας και όταν χρησιμοποιούμε ξεχωριστά σελ παραμέτρων για κάθε τρανζίστορ, μπορούμε να δούμε ότι οι τιμές των παραμέτρων είναι αρκετά παρόμοιες στα δύο μεγαλύτερα τρανζίστορ ενώ στο μικρότερο έχουμε κάποιες διαφορές. Όταν χρησιμοποιήσουμε ένα κοινό σελ παραμέτρων, τα αποτελέσματα δεν είναι ιδανικά αλλά είναι αποδεκτά. Τέλος, κάνοντας μια σύγκριση ενός Native MOSFET και ενός Standard MOSFET με τις ίδιες διαστάσεις ( $W/L=5\mu m/2\mu m$ ) όσον αφορά τη μεταβλητότητα του LF θορύβου, παρατηρούμε ότι το Native MOSFET συμπεριφέρεται πολύ καλύτερα έχοντας αρκετά μικρότερη μεταβλητότητα για το ίδιο επίπεδο αντιστροφής. Αυτό είναι κάτι πολύ σημαντικό καθώς είναι ένας αρκετά σπουδαίος λόγος να επιλέξουμε ένα Native αντί για ένα Standard MOSFET σε μια σχεδίαση, εάν μας το επιτρέπουν οι προδιαγραφές.

## References

1. A. v. d. Ziel, "Noise in Solid State Devices and Circuits," John Wiley, 1986.
2. Y. Tsididis, "Operation and Modeling of the MOS Transistor," New York: Mc-Graw-Hill, 2nd ed. 1999.
3. N. Mavredakis, "Statistical Charge-Based Modeling of 1/f Noise in Standard and High-Voltage MOS Transistors," PhD Thesis, School of Electrical and Computer Engineering, Technical University of Crete, 2016.
4. C. C. Enz, F. Krummenacher, and E. A. Vittoz, "An Analytical MOS transistor Model Valid in all Regions of Operation and Dedicated to Low-Voltage and Low-Current Applications," *Analog Integr. Circ. Signal process. J. Low-Voltage and Low-Power Des.*, vol 8, pp. 83-114, July 1995.
5. Γ. Καργάκης, "Λειτουργία και ανάλυση των Zero-VT MOS Τρανζίστορ," Διπλωματική εργασία, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Πολυτεχνείο Κρήτης, 2010.
6. C. C. Santos Junior, D. Deotti, R. M. da Ponte, M. B. Machado, M. C. Schneider, "Zero-Threshold-Voltage MOSFETs: A Survey," *Student Forum of Microelectronics*, 2012.
7. D. M. Binkley, "Tradeoffs and Optimization in Analog CMOS Design," John Wiley 2008.
8. A. L. McWorther, "1/f Noise and Germanium Surface properties," *Semiconductor Surface Physics*, 1957.
9. S. Machlup, "Noise in Semiconductors: Spectrum of a Two-Parameter random Signal," *Journal of Applied Physics*, vol. 25, pp. 341-343, March 1954.
10. M. J. Uren, D. J. Day and M. J. Kirton, "1/f and Random telegraph Noise in Silicon metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors," *Applied Physics Letters*, vol. 47, pp. 1195-1197, 1985.
11. J. Chang, A. A. Abidi, and 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, pp. 1965-1971, 1994.
12. G. Reimbold, "Modified 1/f Trapping Noise Theory and Experiments in MOS Transistors Biased from Weak to Strong Inversion-Influence on Interface States," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 31, no. 9, pp. 1190-1198, 1984.
13. K. K. Hung, P. K. Ko, C. Hu, Y. C. Cheng, "A Unified Model for the Flicker Noise in Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 37, no. 3, pp. 654-665, Mar. 1990.
14. G. Ghibaudo, O. Roux, C. Nguyen-Duc, F. Balestra, J. Brini, "Improved analysis of low frequency noise in field-effect MOS transistors," *Phys. Stat. Sol. (a)* vol. 124, no. 2, pp. 571-81, 1991.
15. N. Mavredakis, P. Habas, A. Acovic, R. Meyer, and M. Bucher, "variability of Low Frequency Noise in Moderate-Sized MOSFETs-A Model for the Area-and Gate Voltage-Dependence", *IEEE Noise and Fluctuations (ICNF)*, 2015 International Conference.
16. M. Banaszkeski da Silva, H. Tuinhout, A. Zegers-van Duijhoven, G. I. Wirth and A. Scholten, "A Physical-Based RTN Variability Model for MOSFETs", *IDEM14-848*, IEEE, 2014.
17. D. Lopez, S. Haendler, C. Leyris, G. Bidal, and G. Ghibaudo, "Low Frequency Noise Investigation and Noise Variability Analysis in High-k/Metal Gate 32-nm CMOS Transistors," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, no. 8, pp. 2310-2316, 2011.
18. E. G. Ioannidis, S. Haendler, C. G. Theodorou, S. Lasserre, C. A. Dimitriadis, and G. Ghibaudo, "Evolution of Low Frequency Noise and Noise Variability through CMOS Bulk Technology Nodes from 0.5um down to 20nm," *Solid State Electronics*, vol. 95, pp. 28-31, May 2014
19. G. Ghibaudo, O. Roux-dit-Buisson, "Low-frequency fluctuations in scaled-down silicon CMOS devices status and trends", *Europ. Solid-State Device Res. Conf.*, pp. 693-700, 1994.
20. G. I. Wirth, J. Koh, R. Silva, R. Thewes, R. Brederlow, "Modeling of statistical low-frequency noise of deep submicron MOSFETs," *IEEE Trans. Electron Dev.*, vol. 52, no. 7, pp. 1576-1588, Jul. 2005.
21. M. Ertürk, T. Xia, W. F. Clark, "Gate Voltage Dependence of MOSFET 1/f Noise Statistics", *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 28, no. 9, pp. 812-814, Sept. 2007.
22. C. C. Enz, E. A. Vittoz, "Charge-based MOS Transistor Modeling", John Wiley and Sons, Chichester, 2006.