



# **ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ**

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

## **ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

“Στατιστική ανάλυση θορύβου χαμηλής συχνότητας και σύγκριση  
μεταξύ διάφορων ειδών τρανζίστορ MOS”

ΤΖΙΒΕΛΟΠΟΥΛΟΣ ΓΙΑΝΝΗΣ

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ:

Αν. Καθηγητής Matthias Bucher (επιβλέπων)

Επ. Καθηγητής Απόστολος Παντινάκης

Καθηγητής Κωνσταντίνος Μπάλας

## Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Matthias Bucher για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας μου αυτή την εργασία καθώς και για την βοήθειά του.

Στη συνέχεια, θα ήθελα να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στον υποψήφιο διδάκτορα κ. Νίκο 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.

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η διπλωματική αυτή εργασία, έχει ως αντικείμενο την στατιστική ανάλυση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε Buried Channel transistor, σε διατάξεις τύπου nMOS και pMOS για πολλά διαφορετικά σημεία πόλωσης. Επίσης, την πλήρη μελέτη της συμπεριφοράς και της μεταβολής του θορύβου ως προς διαφορετικούς παράγοντες και τέλος τη σύγκριση των παραπάνω ανάμεσα σε διαφορετικές διατάξεις και διαφορετικού είδους transistor.

Ο θόρυβος αποτελεί μια σημαντικότερη παράμετρο στην λειτουργία και στην συμπεριφορά των κυκλωμάτων. Μακροσκοπικά, δείχνει ένα κάτω όριο σημάτων που μπορεί να διαχειριστεί ένα κύκλωμα. Η ορθή πρόβλεψη της τιμής του και της ποιοτικής του εξάρτησης από διάφορα φαινόμενα είναι μια ιδιαίτερα πολύπλοκη διαδικασία. Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων ή  $1/f$  noise χαρακτηρίζεται από μία φασματική πυκνότητα ισχύος, η οποία είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας και γι' αυτό το λόγο ο  $1/f$  θόρυβος επικρατεί κυρίως στις χαμηλές συχνότητες.

Ένα ακόμη πολύ σημαντικό θέμα σχετικά με τον flicker noise είναι η στατιστική μεταβολή του. Παρόλο που υπάρχει πολύ μεγάλο ενδιαφέρον για τον  $1/f$  θόρυβο και εκτελούνται πολλές μελέτες για αυτόν, δυστυχώς υπάρχει έλλειψη για ένα πλήρες και αναλυτικό στατιστικό μοντέλο. Στην εργασία αυτή, με πολλές μετρήσεις πάνω σε μία γεωμετρία Buried Channel MOS για διαφορετικά σημεία πόλωσης, εξαγάγαμε ένα τέτοιο μοντέλο που καλύπτει τη στατιστική μεταβλητότητα του θορύβου ως προς την επιφάνεια της διάταξης και ως προς το επίπεδο αντιστροφής του καναλιού.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

## Κεφάλαιο 1

<b>Εισαγωγή</b> .....	4
<b>1.1</b> Γενικά για τον θόρυβο .....	5
<b>1.2</b> Δομή της διπλωματικής εργασίας .....	5

<b>Κεφάλαιο 2 Το MOSFET τρανζίστορ</b> .....	7
<b>2.1</b> Το MOSFET ως διάταξη .....	7
<b>2.2</b> Η φυσική δομή του MOSFET .....	8
<b>2.3</b> Διαφορές μεταξύ nMOS και pMOS .....	9
<b>2.4</b> Buried Channel MOSFET .....	10
<b>2.5</b> Λειτουργία Buried Channel MOSFET .....	11

<b>Κεφάλαιο 3 Θόρυβος στα MOSFET</b> .....	13
<b>3.1</b> Χαρακτηριστικά του θορύβου .....	13
<b>3.2</b> Τύποι θορύβου στα MOSFET .....	15
<b>3.2.1</b> Θερμικός θόρυβος .....	15
<b>3.2.2</b> Μη στατικός θόρυβος (NQS) .....	16
<b>3.2.3</b> Θόρυβος βολής .....	16
<b>3.2.4</b> Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων(flicker noise) .....	17
<b>3.2.4.1</b> Βασική θεωρία 1/f θορύβου .....	18
<b>3.2.4.2</b> Βασική θεωρία RTS θορύβου .....	19
<b>3.2.4.3</b> Στατιστική θορύβου χαμηλών συχνοτήτων .....	21

<b>Κεφάλαιο 4 Αποτελέσματα</b> .....	25
--------------------------------------	----

<b>4.1</b> Μετρήσεις - Πειραματική διαδικασία .....	25
<b>4.1.1</b> Απαιτήσεις-προδιαγραφές .....	26
<b>4.1.2</b> Εγκατάσταση και διασύνδεση του εξοπλισμού .....	27
<b>4.1.3</b> Εκτέλεση μετρήσεων .....	30
<b>4.2</b> Επεξεργασία αποτελεσμάτων .....	32
<b>4.2.1</b> Πειραματικές μετρήσεις .....	32
<b>4.2.2</b> Στατιστική ανάλυση θορύβου .....	37
<b>4.2.3</b> Ανάλυση θορύβου ως προς την πόλωση .....	41
<b>4.2.4</b> Σύγκριση μεταξύ BCLVN (Buried Channel low voltage nMOS) και BCLVP (Buried Channel low voltage pMOS) .....	48
<b>4.2.4</b> Σύγκριση μεταξύ Buried Channel MOSFET και Standard MOSFET .....	50
<b>4.3</b> Φασματικές απεικονίσεις θορύβου προς συχνότητα .....	52



<b>Κεφάλαιο 5</b>	<b>Συμπεράσματα-Μελλοντική εργασία</b>	<b>57</b>
5.1	Συμπεράσματα	57
5.2	Προτάσεις για μελλοντική εργασία	58

# Κεφάλαιο 1

## 1.1 Γενικά για τον θόρυβο

Θόρυβος στην καθημερινή μας ζωή σημαίνει οποιοσδήποτε μη-επιθυμητός και συνήθως μη-ανεκτός ήχος που διαταράσσει την φυσιολογική κατάσταση στην οποία βρισκόμαστε εκείνη τη στιγμή. Μπορεί να προέρχεται από οποιαδήποτε πηγή ήχου την οποία την θεωρούμε ως μη φυσιολογική.

Στην ηλεκτρονική ο θόρυβος είναι μια τυχαία διακύμανση σε ένα ηλεκτρικό σήμα. Στο θόρυβο που παράγεται από ηλεκτρονικές διατάξεις, παρατηρούμε μεγάλες διακυμάνσεις, διαφορές, ακόμα και περισσότερες από μία μορφές θορύβου. Το γεγονός αυτό οφείλεται κυρίως στα φαινόμενα που δημιουργούν τον θόρυβο κάθε φορά. Υπάρχουν διάφοροι τύποι θορύβου και στο συγκεκριμένο σημείο θα αναφέρουμε αναφορικά και μόνο ως παράδειγμα, τον θερμικό θόρυβο και τον θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων.

Στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ως θόρυβος θεωρείται κάποιο σφάλμα ή κάποια τυχαία παραμόρφωση ενός χρήσιμου σήματος πληροφορίας μέσα σε ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι.

Όπως είναι κατανοητό, ο θόρυβος γενικώς είναι μια μη επιθυμητή αλλοίωση που δημιουργεί προβλήματα και πιθανόν περιττό κόστος. Γι'αυτό τον λόγο πρέπει να μελετηθεί και να γίνουν προσπάθειες για την εξάλειψη ή την ελαχιστοποίησή του.

## 1.2 Δομή της διπλωματικής εργασίας

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι, αρχικά να κατανοήσουμε και να αναλύσουμε βαθύτερα τις διατάξεις των Buried Channel MOSFET και τον 1/f -flicker noise σε αυτές τις διατάξεις. Στη συνέχεια και ουσιαστικά το επίκεντρο της εργασίας είναι να μπορέσουμε να χαρτογραφήσουμε τη συμπεριφορά του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων και τα συμπεράσματα που θα βγουν από αυτό, να συμπίπτουν και να επιβεβαιώνονται και από τη γνωστή θεωρία. Επίσης σημαντικό κομμάτι αυτής της εργασίας είναι η στατιστική ανάλυση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε Buried Channel τρανζίστορ και η σύγκριση του με διατάξεις άλλου τύπου, δεδομένα που μέχρι τώρα δεν υπήρχαν.

Πιο συγκεκριμένα, έγιναν μετρήσεις θορύβου για διατάξεις pMOS και nMOS Buried Channel μίας γεωμετρίας, διαφόρων Dies και για αρκετές διαφορετικές πολώσεις και στη συνέχεια με κατάλληλη επεξεργασία, μπορέσαμε να βγάλουμε συμπεράσματα για την συμπεριφορά του θορύβου στα Buried Channel.

Συμπεράσματα που προκύπτουν και από το θεωρητικό μας μέρος. Καθώς επίσης και με τη χρήση κατάλληλου μοντέλου παραμέτρων έγινε η στατιστική ανάλυση.

Στο κεφάλαιο 2 ασχολούμαστε με το MOSFET τρανζίστορ. Στις πρώτες ενότητες κάνουμε μία σύντομη εισαγωγή στη δομή του MOSFET και σε κάποια χαρακτηριστικά του. Στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου εισερχόμαστε στο είδος των Buried Channel τρανζίστορ και αναλύουμε πιο διεξοδικά, τη δομή των BC MOS τα χαρακτηριστικά τους και την λειτουργία αυτών. Πληροφορίες που θα φανούν χρήσιμες στην συνέχεια της εργασίας.

Στο κεφάλαιο 3 ασχολούμαστε με τον θόρυβο στα MOSFET. Επειδή μας ενδιαφέρει μόνο ένας τύπος θορύβου σε έναν συγκεκριμένο τύπο τρανζίστορ, αναφέρουμε περιληπτικά γενικές πληροφορίες για τον θόρυβο και για τα είδη θορύβου που μπορεί να συναντήσει κάποιος. Στη συνέχεια του κεφαλαίου όμως, εισερχόμαστε στις ενότητες που αφορούν τον θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων, όπου μελετάμε αναλυτικά πλέον τη βασική θεωρία του flicker noise, αναλύουμε έναν νέο τύπο θορύβου τον RTS και το πώς αυτός δημιουργεί φαινόμενα  $1/f$  και τέλος αναλύουμε την θεωρητική βάση της στατιστικής ανάλυσης του θορύβου.

Στο κεφάλαιο 4 περιέχεται σχεδόν όλο το πρακτικό σκέλος που εκπονήθηκε σε αυτή την εργασία. Είναι το πιο σημαντικό κεφάλαιο και περιγράφονται αναλυτικά όλες οι διαδικασίες που ακολουθήθηκαν προκειμένου να φτάσουμε στα επιθυμητά αποτελέσματα και συμπεράσματα. Περιγράφουμε τα όργανα του εργαστηρίου και την διαδικασία που ακολουθήσαμε για τις μετρήσεις θορύβου που κάναμε. Παραθέτουμε τα φάσματα των μετρήσεων θορύβου που κάναμε, υλοποιούμε το στατιστικό μοντέλο και συμπεραίνουμε για τη σωστή του λειτουργία. Επεξεργαζόμαστε περαιτέρω τα δεδομένα που έχουμε και τα παρουσιάζουμε σε διάφορες μορφές γραφικών παραστάσεων, ώστε μελετώντας και συγκρίνοντας μεταξύ τους φτάνουμε σε τελικά συμπεράσματα τα οποία μας δίνουν την συμπεριφορά του flicker noise απέναντι σε διάφορους παράγοντες καθώς και την στατιστική ανάλυση της εργασίας.

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται συγκεντρωμένα κάποια από τα σημαντικά συμπεράσματα στα οποία καταλήξαμε κατά τη διάρκεια της εργασίας. Επίσης προτείνουμε και μια ιδέα για μελλοντική εργασία.

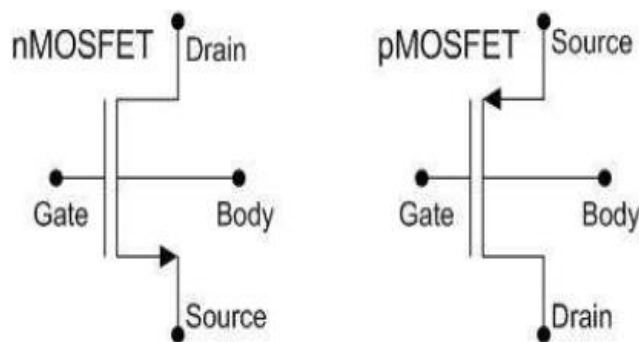
## Κεφάλαιο 2

# ΤΟ MOSFET ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

### 2.1 Το MOSFET ως διάταξη

Το MOS τρανζίστορ ή MOSFET είναι ένα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistor), όπως και δηλώνεται από το δεύτερο συνθετικό του ονόματος του. Είναι τρανζίστορ απομονωμένης εισόδου και γι' αυτό το λόγο αναφέρεται στη βιβλιογραφία και ως IGFET (Insulated Gate Field Effect Transistor). Παρόλο που η ηλεκτρική του συμπεριφορά είναι παρόμοια με αυτήν του JFET (Junction Field Effect Transistor), η δομή αυτών των δύο τρανζίστορ είναι διαφορετική. Ωστόσο, παρόλο που η δομή του MOSFET είναι απλούστερη τόσο του JFET όσο και του διπολικού τρανζίστορ BJT, η τεχνολογία ανάπτυξης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με MOS καθυστέρησε μέχρι το 1969, λόγω τεχνικών δυσκολιών. Από εκείνη τη στιγμή, ο σχεδιασμός ψηφιακών, αλλά στη συνέχεια και αναλογικών MOS κυκλωμάτων, προχώρησε με πολύ γρήγορους ρυθμούς. Αξίζει να αναφέρουμε ότι τα κυκλώματα με MOS τρανζίστορ παρουσιάζουν πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος συγκριτικά με αντίστοιχα κυκλώματα με διπολικά τρανζίστορ, αλλά υστερούν ως προς την ταχύτητα λειτουργίας τους, καθώς και οι διαστάσεις κατασκευής MOS τρανζίστορ σε ολοκληρωμένη μορφή είναι κατά πολύ μικρότερες από εκείνες των διπολικών τρανζίστορ. Τα παραπάνω καθιστούν την MOS τεχνολογία ιδιαίτερα ελκυστική για την κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων [1-2].

Στη συνέχεια περιγράφουμε αναλυτικότερα το στοιχείο MOSFET. Είναι ένα στοιχείο τεσσάρων ακροδεκτών και όπως όλα τα στοιχεία ημιαγωγών, μπορεί να κατασκευαστεί με δύο συμπληρωματικούς τρόπους, ανάλογα με την πολικότητα των περιοχών του. Οι δύο μορφές του ονομάζονται: nMOSFET και pMOSFET. Στο σχήμα 2.1 βλέπουμε το κυκλωματικό σύμβολο των δύο αυτών στοιχείων.

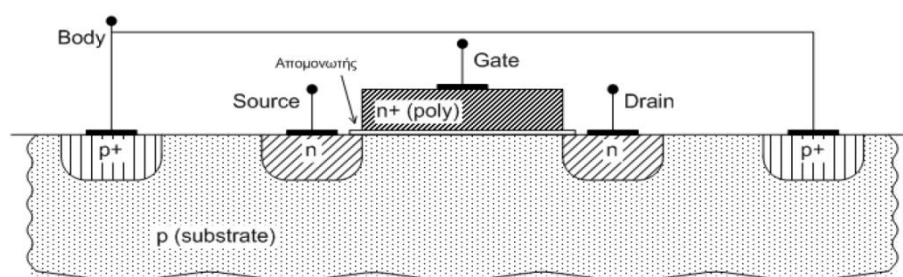


Σχήμα 2.1: Τα κυκλωματικά σύμβολα των MOSFET.

Οι τέσσερις ακροδέκτες του στοιχείου MOSFET φέρουν τα ονόματα: gate, source, body και drain. Στο κυκλωματικό σύμβολο, ο ακροδέκτης της πύλης δεν είναι σε επαφή με το υπόλοιπο κύκλωμα. Στην πραγματικότητα υπάρχει ένα επίπεδο μονωτή ανάμεσα από την πύλη και την υπόλοιπη διάταξη. Κάτω από τον μονωτή της πύλης αναπτύσσεται το πεδίο που ορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ των κόμβων drain και source.

## 2.2 Η φυσική δομή του MOSFET

Η διάταξη του MOSFET είναι μια τρισδιάστατη δομή. Στο σχήμα 2.2 απεικονίζεται μια τομή της διάταξης για να γίνει καλύτερα αντιληπτή η δομή της. Ενδεικτικά θα αναλύσουμε την δομή του nMOSFET και τέλος θα παρουσιάσουμε τις διαφορές μεταξύ nMOSFET και pMOSFET. Περιγράφοντας τη δομή περιληπτικά εστιάζουμε στα ακόλουθα: ο ακροδέκτης του body θεωρείται ότι εκτείνεται σε όλη την έκταση του substrate-υποστρώματος. Η συνηθέστερη περίπτωση είναι το υπόστρωμα να είναι ημιαγωγός-semiconductor τύπου p. Για την καλύτερη σύνδεση του υποστρώματος με τον μεταλλικό ακροδέκτη, που βρίσκεται εκτός αυτού, χρησιμοποιούνται συνήθως κάποιες περιοχές εντονότερης έγχυσης και ίδιας τύπου p+. Η πύλη-gate του MOSFET αποτελείται από μία αγωγίμη επιφάνεια που βρίσκεται πάνω από ένα λεπτό στρώμα απομονωτή-insulator, όπου το πλέον σύνηθες υλικό για τον απομονωτή είναι το διοξείδιο του πυριτίου. Η πύλη για την καλύτερη λειτουργία του στοιχείου οφείλει να έχει χαμηλή αντίσταση, το οποίο και επιτυγχάνεται μέσω του εμπλουτισμού της με φορείς τύπου n ή με φορείς τύπου p. Η δομή της διάταξης μπορεί να χωριστεί σε τρία επίπεδα, από τα οποία το πρώτο επίπεδο από πάνω είναι η πύλη-gate, το ενδιάμεσο επίπεδο αποτελείται από έναν απομονωτή, ο οποίος είναι συνήθως ένα οξείδιο και κάτωθεν όλων υπάρχει ημιαγωγός-semiconductor [2-5].



**Σχήμα 2.2:** Απλοποιημένη δομή ενός nMOSFET

Οι δύο υπόλοιποι ακροδέκτες του στοιχείου δημιουργούνται ως εγχύσεις, αντίθετης πολικότητας σε σχέση με το υπόστρωμα στα δύο άκρα της πύλης. Συνεπώς δυο παρασιτικές διόδους δημιουργούνται μεταξύ, αφενός των ακροδεκτών source και drain και αφετέρου του υποστρώματος. Οι διόδους αυτές, προκειμένου το στοιχείο να λειτουργεί σωστά, πρέπει να είναι αντίστροφα πολωμένες, έτσι ώστε να υπάρχει κατά

το δυνατόν ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των ακροδεκτών source και drain και του υποστρώματος. Ηλεκτρικά αυτό σημαίνει ότι πρέπει να ισχύουν τα παρακάτω:

$$V_S > V_B \Leftrightarrow V_S - V_B > 0 \Leftrightarrow V_{SB} > 0,$$

$$V_D > V_B \Leftrightarrow V_D - V_B > 0 \Leftrightarrow V_{DB} > 0$$

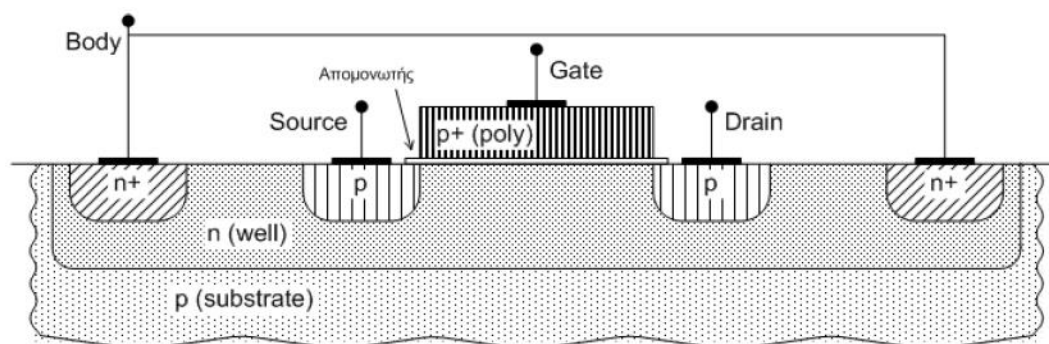
Όπου με  $V_S$  συμβολίζεται το δυναμικό στον ακροδέκτη source, με  $V_D$  συμβολίζεται το δυναμικό στον ακροδέκτη drain και με  $V_B$  συμβολίζεται το δυναμικό στο ακροδέκτη body.

Από τα παραπάνω και από το σχήμα 2.2 διακρίνεται μία συμμετρία μεταξύ των ακροδεκτών source και drain. Αυτή η συμμετρία ενδέχεται να μην είναι απόλυτη σε πιο πολύπλοκες δομές MOSFET αλλά μπορούμε να πούμε ότι σε γενικές γραμμές είναι ένα χαρακτηριστικό της διάταξης. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε ότι θεωρούμε τον ακροδέκτη source σε χαμηλότερο δυναμικό από τον ακροδέκτη drain. Στη συνέχεια, σύμφωνα με μία πρόχειρη ποιοτική ανάλυση και σε συνδυασμό αυτών που έχουν αναφερθεί ήδη, παρατηρούνται τα εξής: μεταξύ των ακροδεκτών source και drain δεν υπάρχει, εν γένει, ηλεκτρική σύνδεση και το μεταξύ τους διάκενο ημιαγωγού διαφορετικού τύπου, απομονώνει τις δύο περιοχές. Όμως, σύμφωνα με τα προαναφερθέντα, το δυναμικό στην πύλη δημιουργεί ένα πεδίο εσωτερικά του ημιαγωγού. Αυτό το πεδίο, ανάλογα με την έντασή του, δύναται να έλξει φορείς ίδιου τύπου με τις περιοχές source και drain και να δημιουργηθεί κοντά στον απομονωτή, ένα στρώμα φορέων που θα επιτρέπει την ηλεκτρική σύνδεση των δύο άκρων. Αυτό το στρώμα ονομάζεται κανάλι [2].

## 2.3 Διαφορές μεταξύ nMOS και pMOS

Περίληπτικά θα αναφερθούμε στις διαφοροποιήσεις μεταξύ nMOS και pMOS.

Η περίπτωση του pMOS είναι η απόλυτα δυτική του NMOS. Ένα pMOS έχει ακριβώς την ίδια δομή αλλά διαφορετικές πολικότητες σε όλη του την έκταση. Επίσης, σχετικά με την περίπτωση του nMOS έχουμε μία ελαφρά πιο πολύπλοκη δομή λόγω της ύπαρξης του πηγαδιού. Ενδεικτικά στο σχήμα 2.3 παραθέτουμε μια απλοποιημένη δομή ενός pMOS.



Σχήμα 2.3: Απλοποιημένη δομή ενός pMOS

Ακόμη, όλη η ανάλυση σε επίπεδο διαφορών δυναμικού στα pMOS είναι αντίθετη, όσον αφορά τα πρόσημα, σχετικά με τα nMOS. Κατά συνέπεια απαιτούνται αντίθετες πολώσεις σε σχέση με τα nMOS:

$$V_S < V_B \Leftrightarrow V_S - V_B < 0 \Leftrightarrow V_{SB} < 0,$$

$$V_D < V_B \Leftrightarrow V_D - V_B < 0 \Leftrightarrow V_{DB} < 0$$

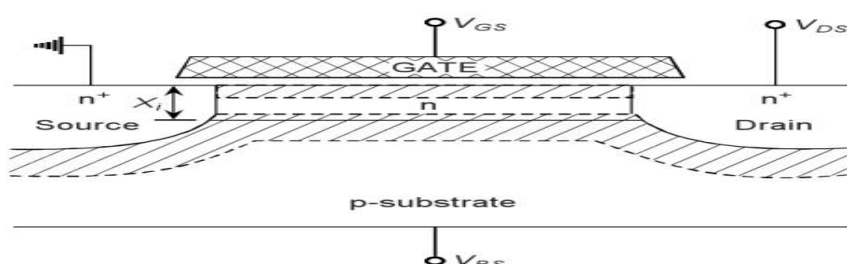
Στην περίπτωση του pMOS, το ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο δημιουργείται από οπές, που έχουν την ίδια ροή σε σχέση με το ρεύμα[1-2].

## 2.4 Buried Channel MOSFET

Στις προηγούμενες παραγράφους περιγράψαμε περιληπτικά τις διατάξεις MOSFET. Στην παράγραφο αυτή θα επεκταθούμε περισσότερο σε ένα συγκεκριμένο είδος MOSFET ,το Buried Channel MOSFET (BC), όπου θα δώσουμε τον ορισμό του BC, τη χαρακτηριστική του δομή και τον τρόπο λειτουργίας του. Θα επεκταθούμε περισσότερο στα BC, επειδή η εργασία αυτή έχει ως αντικείμενο μελέτης την μέτρηση και στατιστική ανάλυση θορύβου σε BC [5-8].

Γνωρίζουμε ότι η τάση κατωφλίου μπορεί να τροποποιηθεί διεξάγοντας <<εμφύτευση>> ιόντων (ion-implantation) στην περιοχή του καναλιού. Με τον όρο ion-implantation (εμφύτευση ιόντων) αναφερόμαστε στην τεχνική που χρησιμοποιείται για την κατασκευή ημιαγωγών, κατά την οποία <<εμφυτεύονται>> προσμίξεις με την μορφή ηλεκτρικά επιταχυνόμενων ιόντων [5].

Όταν ο τύπος των προσμίξεων που εμφυτεύονται, είναι αντίθετος από αυτόν που αποτελείται το υπόστρωμα, τότε σχηματίζεται ένα Buried Channel (BC). Ή ομοίως, ένα BC MOSFET δημιουργείται από τον ορισμό ενός αγωγίμου καναλιού, κάτω από το gate (πύλη) μίας SC διάταξης (Surface Channel device) μέσω της διαδικασίας ion-implantation, με ίδιου τύπου προσμίξεις με αυτές που έχουν χρησιμοποιηθεί για τον ορισμό των source και drain. Η βασική δομή ενός BC MOSFET δίνεται στο σχήμα 2.4, όπου έχει πραγματοποιηθεί ion-implantation σε υπόστρωμα τύπου p. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί από το 2.4, υπάρχουν δύο περιοχές εξάντλησης (depletion regions) που σχετίζονται με τη διάταξη BC. Η μία από αυτές τις περιοχές εξάντλησης, σχηματίζεται στη διεπαφή οξειδίου-Si. Όταν το  $V_{GS}$  είναι θετικό, η επιφάνεια τύπου n είναι σε συσσώρευση και υπάρχει ένα αγωγίμο κανάλι μεταξύ των source και drain και όσο το  $V_{GS}$  μειώνεται, αρχίζει να σχηματίζεται η περιοχή εξάντλησης στη διεπαφή οξειδίου [6-9].



Σχήμα 2.4: Βασική δομή ενός Buried Channel MOSFET

Όπως φαίνεται, το αγώγιμο κανάλι βρίσκεται μεταξύ των δύο περιοχών εξάντλησης και για αυτό το λόγο προκύπτει και το όνομα Buried Channel. Αν στη διάταξη υπάρχει ροή ρεύματος ακόμα και όταν το  $V_{GS}$  είναι μηδέν, τότε ονομάζεται normally-on Buried Channel. Με τον όρο normally-on εννοούμε ότι άγει ένα ικανό ρεύμα υποδοχής με μηδενική τάση  $V_{GS}$ .

Παρόλα αυτά, όσο το  $V_{GS}$  μειώνεται όλο και περισσότερο, τελικά σε κάποια συγκεκριμένη τιμή του  $V_{GS}$ , η οποία ονομάζεται pinch-off voltage ( $V_P$ ), οι δύο περιοχές εξάντλησης συγχωνεύονται και το αγώγιμο κανάλι <<μπλοκάρεται>>. Να αναφέρουμε ότι ως pinch off voltage, εννοούμε το δυναμικό εκείνο όπου η ροή ρεύματος μεταξύ source και drain εμποδίζεται πλήρως. Η συμπεριφορά αυτή είναι ανάλογη της λειτουργίας ενός JFET. Επίσης ανάλογα με το βάθος της διασταύρωσης της διαδικασίας ion-implantation, το  $V_P$  μπορεί να προσαρμοστεί και να γίνει ακόμα και μηδέν. Μία μηδενική τιμή για το pinch off voltage, σημαίνει ότι οι δύο περιοχές εξάντλησης συγχωνεύονται όταν το  $V_{GS}$  είναι μηδέν και το κανάλι <<κλειστό>>. Σε αυτή την περίπτωση λέμε ότι η διάταξη είναι normally off, δηλαδή αποκόβει για μηδενική θετική τάση  $V_{GS}$  χωρίς την αγωγή κανενός ρεύματος υποδοχής.

## 2.5 Λειτουργία Buried Channel MOSFET

Η λειτουργία του BC MOSFET είναι κάπως πιο πολύπλοκη από την αντίστοιχη ενός SC (Surface Channel) και αυτό οφείλεται στην πιθανότητα εμφάνισης τριών καταστάσεων στην διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub>, οι οποίες επηρεάζουν άμεσα το ρεύμα στο drain και την απόδοση θορύβου. Οι καταστάσεις αυτές είναι: της εξάντλησης (depletion), της συσσώρευσης (accumulation) και της αντιστροφής (inversion) [5-8].

Στα BC τρανζίστορ, η ροή του ρεύματος drain είναι πλήρως διαχωρίσιμη από την διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub> και έτσι μπορεί να επιτευχθεί χαμηλότερος 1/f θόρυβος, για τον λόγο ότι υπάρχει κατά μεγάλο ποσοστό, μειωμένη αλληλεπίδραση των φορέων (carrier) με τη διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub>. Ένα ακόμη σημαντικό πλεονέκτημα είναι η αυξημένη κινητικότητα των φορέων (carrier mobility), γιατί η ροή των φορέων γίνεται μέσω ημιαγωγού, ο οποίος και διατηρεί σχεδόν ιδιότητες υποστρώματος. Αξίζει να αναφέρουμε ότι ο παράγοντας κινητικότητας υποστρώματος (bulk mobility), είναι σχεδόν δύο φορές σημαντικότερος από τον παράγοντα της κινητικότητας επιφανείας (surface mobility), ο οποίος και προτιμάται προκειμένου να επιτύχουμε μεγαλύτερες διαγωγιμότητες πύλης (gate transconductance)  $g_m$  και χαμηλότερο θερμικό θόρυβο, συγκριτικά με τις διατάξεις SC [5-8].

Στην περίπτωση, όπου η τάση της πύλης (gate voltage) αυξάνεται, τόσο περισσότερο το κανάλι πλησιάζει στη διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub>, μέχρι το φράγμα δυναμικού να εξαφανισθεί και έτσι παρατηρείται για το μεγαλύτερο ποσοστό των φορέων μια συσσώρευση στην επιφάνεια και συνεπώς μία αύξηση στην αγωγιμότητα του καναλιού. Στην περίπτωση αυτή, ένα μέρος ή και ολόκληρο το κανάλι μπορεί να βρίσκεται σε κατάσταση συσσώρευσης και ως αποτέλεσμα να υπάρχει ροή ρεύματος στη διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub> και μεγαλύτερος 1/f θόρυβος.



Όμοίως στην περίπτωση, στην οποία η πύλη (gate) είναι αρνητική συγκριτικά με το υπόστρωμα, αρχίζει να εμφανίζεται κάτω από την πύλη ένα στρώμα αντιστροφής. Όσο περισσότερο αρνητική γίνεται η πύλη, τόσο περισσότερο επεκτείνεται το στρώμα αντιστροφής γύρω από τη πύλη, θωρακίζοντάς την έτσι από πιθανές αλλαγές του δυναμικού της πύλης, με αποτέλεσμα να παρατηρείται μια αξιοσημείωτη μείωση στη διαγωγιμότητα της πύλης (gate transconductance)  $g_m$  και μια αύξηση του θορύβου.

Προκειμένου να έχουμε βέλτιστες αποδόσεις θορύβου, τα BC τρανζίστορ πρέπει να λειτουργούν με τη διεπαφή σε κατάσταση εξάντλησης, αποφεύγοντας την συσσώρευση ή την αντιστροφή κάτω από την πύλη.

## Κεφάλαιο 3

# ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΑ MOSFET

### 3.1 Χαρακτηριστικά του θορύβου

Στα ηλεκτρονικά ο θόρυβος αναφέρεται σαν ένας αντίθετος στο σήμα όρος. Έτσι ο θόρυβος μπορεί να οριστεί σαν “οτιδήποτε εκτός από το επιθυμητό σήμα.” Υπάρχουν πολλές πηγές θορύβου που παρεμβάλλονται στο επιθυμητό σήμα στα ηλεκτρονικά συστήματα. Οι περισσότερες από αυτές τις πηγές θορύβου ανήκουν στην κατηγορία του τεχνητού θορύβου (artificial noise) γιατί σε αυτές τις περιπτώσεις αυτός μπορεί να ελαχιστοποιηθεί χρησιμοποιώντας τις κατάλληλες τοπολογίες στα κυκλώματα. Κάποιες άλλες όμως πηγές θορύβου γνωστές και ως βασικός θόρυβος (fundamental noise) δεν μπορούν να αντιμετωπιστούν εύκολα μιας και είναι ενδογενή χαρακτηριστικά είτε μιας συσκευής είτε του συστήματος ολόκληρου. Ο βασικός θόρυβος επιβάλλει ένα χαμηλότερο όριο απόδοσης στα ηλεκτρονικά συστήματα.

Στη συνέχεια περιγράφονται τα χαρακτηριστικά του θορύβου καθώς και οι μορφές θορύβου που συναντούνται στα MOSFET. Ένα από τα πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά του θορύβου είναι η **μέση ισχύς**. [9] Η έννοια της μέσης ισχύς αποδεικνύεται πολύ χρήσιμη στην ανάλυση κυκλωμάτων γιαυτό και πρέπει να οριστεί προσεκτικά. Γνωρίζουμε ότι η μέση ισχύς που μεταφέρεται από μια περιοδική πηγή τάσης  $v(t)$  σε μια αντίσταση φορτίου  $RL$  δίνεται από την εξής σχέση:

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{v(t)v^*(t)}{R_L} dt$$

Όπου  $T$  η περίοδος και  $v^*(t)$  ο συζυγής μιγαδικός της  $v(t)$ .

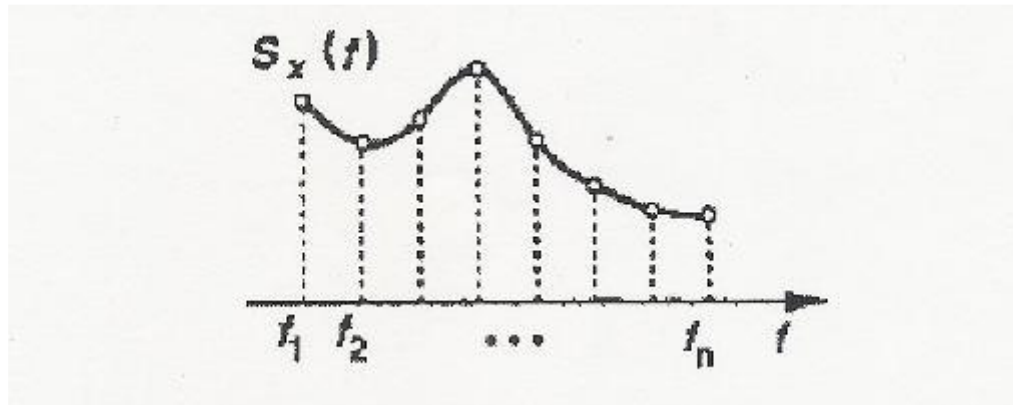
Για να καθορίσουμε την  $P_{av}$  για ένα τυχαίο σήμα πρέπει να υπολογίσουμε τη μέση ισχύ για ένα μεγάλο χρονικό διάστημα. Αυτό δίνεται από τη σχέση:

$$P_{av} = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{x(t)x^*(t)}{R_L} dt$$

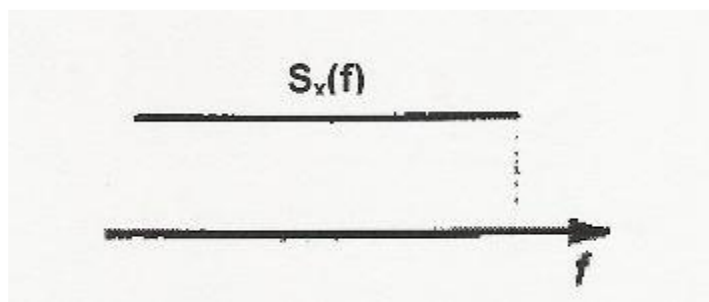
Όπου  $x(t)$  ένα τυχαίο σήμα.

Είναι χρήσιμο αυτή η ανάλυση να γίνει στο πεδίο της συχνότητας και με βάση

το φάσμα του θορύβου σε κάθε συχνότητα να καθορίζεται ο συνολικός θόρυβος. Έτσι ορίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density **PSD**) του θορύβου  $S_x(f)$  η οποία δείχνει πόση ισχύ έχει το σήμα ανά διαφορετική περιοχή συχνότητας  $df$ . Η συνάρτηση φάσματος  $S_x(f)$  έχει την ακόλουθη γενική μορφή:



Ένα παράδειγμα γνωστού θορύβου είναι ο λευκός θόρυβος (white noise). Η κυματομορφή του φάσματος του φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Επίσης, άλλο ένα πολύ χρήσιμο μέγεθος στη μέτρηση της πιστότητας του λαμβανόμενου σήματος πληροφορίας είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio) στην έξοδο που ορίζεται σαν :

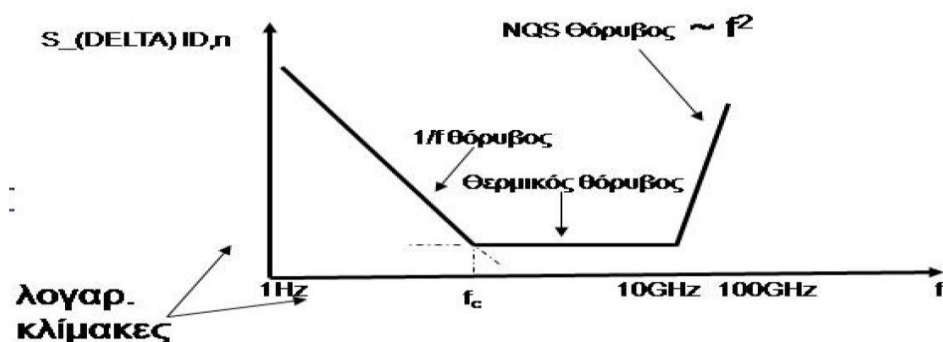
$SNR = \text{Μέση ισχύς του σήματος πληροφορίας στην έξοδο} / \text{Μέση ισχύ του θορύβου στην έξοδο}.$

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι σαφής όσο το ανακτώμενο σήμα πληροφορίας και ο θόρυβος στην έξοδο του αποδιαμορφωτή είναι προσθετικά. Αυτή η απαίτηση ικανοποιείται ακριβώς στην περίπτωση γραμμικών δεκτών που χρησιμοποιούν ομόδυνη φώραση και κατά προσέγγιση στην περίπτωση μη γραμμικών δεκτών υπό την προϋπόθεση ότι η μέση ισχύς θορύβου είναι μικρή σε σύγκριση με τη μέση ισχύς του φέροντος [9-10].

## 3.2 Τύποι θορύβου στα MOSFET

Ο θόρυβος αποτελεί μια σημαντικότερη παράμετρο στην λειτουργία και την συμπεριφορά των κυκλωμάτων. Μακροσκοπικά θεωρώντας την λειτουργία ενός κυκλώματος, ισχύει ότι η γραμμικότητα δείχνει ένα άνω όριο των σημάτων που μπορεί να διαχειριστεί ένα κύκλωμα, ενώ ο θόρυβος δείχνει το κάτω όριο. Η ορθή πρόβλεψη της τιμής του και η ποιοτική του εξάρτηση από τα διάφορα φαινόμενα είναι μια διαδικασία ιδιαίτερα πολύπλοκη[1,9-11]. Ο θόρυβος που εμφανίζεται σε ένα MOSFET μπορεί να διαχωριστεί σε τέσσερις κατηγορίες.

Η πρώτη αφορά στον θερμικό θόρυβο που εμφανίζεται στο κανάλι. Η τιμή του θορύβου αυτού είναι ίδια για κάθε συχνότητα και επηρεάζεται από διάφορα φαινόμενα. Ειδικό ενδιαφέρον παρουσιάζουν διάφορα φαινόμενα κοντού καναλιού με αλληλοακυρώμενες επιδράσεις. Επίσης στο κανάλι εμφανίζεται και ο θόρυβος χαμηλός συχνοτήτων, γνωστός και ως flicker θόρυβος ο οποίος είναι αντιστρόφως ανάλογος μιας θετικής δύναμης της συχνότητας. Βασικό ρόλο, ιδιαίτερα σε υψίσυχνες αναλύσεις παίζει ο θόρυβος που μεταφέρεται στην πύλη (induced gate noise) λόγω μη στατικών (NQS) φαινομένων. Για την πληρότητα της ανάλυσης αναφέρεται και ο θόρυβος βολής (shot noise) που εμφανίζεται στην πύλη. Εκτός του εσωτερικού τμήματος του MOSFET εμφανίζεται θερμικός θόρυβος και στις διάφορες εξωτερικές αντιστάσεις. Στο σχήμα 3.1 απεικονίζονται οι παραπάνω τύποι θορύβου και η περιοχή λειτουργίας τους. Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων που είναι και το βασικό αντικείμενο αυτής της εργασίας επικρατεί σε χαμηλές συχνότητες ενώ ο θερμικός και ο Induced gate noise σε υψηλότερες.



Σχήμα 3.1: Είδη θορύβου στα MOSFET

### 3.2.1 Θερμικός θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος στο τρανζίστορ εκφράζεται μέσα από μια παράμετρο ( $g_n$ ) που αποτελεί την τιμή της αγωγιμότητας που θα δημιουργούσε τον αντίστοιχο θερμικό θόρυβο, αν η διάταξη ήταν μια κανονική αντίσταση. Η τιμή αυτή επηρεάζεται

ιδιαίτερα από φαινόμενα κοντού καναλιού. Η παράμετρος  $g_n$  υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση[1,9]:

$$g_n = \frac{2}{\left(1 + \frac{2U_T(q_s - q_d)}{E_c L_{eff}}\right)^2 (q_s + q_d + 1)} \left( \frac{q_s^2 + q_s q_d + q_d^2}{3} + \frac{U_T^2 i^2}{E_c^2 L_{eff}^2} + \frac{\left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} + 1\right)(q_s - q_d)}{4} + \right. \\ \left. + \left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} - 1\right) \frac{U_T i}{2E_c L_{eff}} (q_s + q_d + 1) \ln \frac{q_s + \frac{1}{2} - \frac{U_T i}{E_c L_{eff}}}{q_d + \frac{1}{2} - \frac{U_T i}{E_c L_{eff}}} \right) \\ i = q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d \\ S_{I_{DS}^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot g_n \cdot \frac{I_{spec}}{U_T}$$

Η παράμετρος  $E_c$  έρχεται από το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας κοντού καναλιού. Ο παράγοντας  $S_{I_{DS}^2}$  συμβολίζει φάσμα πυκνότητας ισχύος (power spectral density ή PSD) μιας πηγής ρεύματος θορύβου παράλληλα με το κανάλι, ανάμεσα δηλαδή από τους ακροδέκτες source και drain του εσωτερικού μέρους του τρανζίστορ. Από την άλλη ορίζεται ο παράγοντας  $\delta$  ως ο λόγος της αγωγιμότητας  $g_n$  προς την αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ ( $g_{ds}$ ), όπως αυτή υπολογίζεται στο  $V_{DS}=0V$ . Ο παράγοντας  $\delta$  αποτελεί μία σύγκριση μεταξύ του θερμικού θορύβου της διάταξης σε σχέση με τον θόρυβο που θα εμφανιζόταν στο κανάλι αν λειτουργούσε σαν μία απλή αντίσταση. Για τα τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού, χωρίς έντονα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας, η τιμή του  $\delta$  είναι κοντά στη μονάδα για την γραμμική περιοχή και κοντά στα 2/3 στον κορεσμό. Στα τρανζίστορ κοντού καναλιού, η τιμή του  $\delta$  αυξάνει και πλησιάζει την τιμή 2.

### 3.2.2 Μη στατικός θόρυβος (NQS)

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

### 3.2.3 Θόρυβος βολής

Επίσης πηγή θορύβου που εμφανίζεται στα MOS τρανζίστορ είναι ο θόρυβος βολής που σχετίζεται με το ρεύμα διαρροής της πύλης. Η τιμή του είναι ανάλογη με το ρεύμα διαρροής, όπως φαίνεται και από την παρακάτω σχέση[9].

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

### 3.2.4 Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων(flicker noise)

Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (low frequency -LF) ή διαφορετικά  $1/f$  θόρυβος στις διατάξεις MOS, αποτελεί το αντικείμενο μελέτης πολλών ετών [11]. Όπως συμπεραίνεται και από το όνομά του, ο flicker noise χαρακτηρίζεται από μία φασματική πυκνότητα ισχύος, η οποία είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας. Ως εκ τούτου, ο  $1/f$  θόρυβος επικρατεί κυρίως στις χαμηλές συχνότητες, κάτω από τη γωνιακή συχνότητα  $f_c$  (corner frequency), η οποία ορίζεται ως η συχνότητα στην οποία ο  $1/f$  θόρυβος συνεισφέρει εξίσου, με τον θερμικό θόρυβο, στην συνολική φασματική πυκνότητα ισχύος. Ουσιαστικά υπάρχουν τρεις βασικοί λόγοι- αιτίες ύπαρξης θορύβου  $1/f$ . Ο πρώτος λόγος οφείλεται σε διακυμάνσεις του αριθμού των φορέων (carrier number fluctuations) του φορτίου αντιστροφής, το οποίο φαινόμενο προκαλείται λόγω παγίδευσης σε παγίδες που βρίσκονται στο οξείδιο κοντά στη διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub> (ονομάζεται και McWorther model). Ο δεύτερος λόγος προέρχεται από τις διακυμάνσεις της ευκινήσιας των φορέων (ονομάζεται και Hooge model). Υπάρχει τέλος μία επιπλέον συνεισφορά από τον  $1/f$  θόρυβο που δημιουργείται στις αντιστάσεις των drain και source [1]. Οι παραπάνω λόγοι θα περιγραφούν περαιτέρω στην επόμενη παράγραφο [1, 9-12]. Ενδεικτικά να αναφέρουμε σε αυτό το σημείο ότι υπάρχουν τεχνικές μείωσης του flicker noise. Η πιο προφανής από αυτές είναι, να φτιάξουμε την πύλη (gate) μεγαλύτερης επιφάνειας, ώστε να μειωθεί ο flicker θόρυβος, διατηρώντας όμως τον ίδιο λόγο W/L, διατηρώντας στο ίδιο επίπεδο τον θερμικό θόρυβο, με μειωμένη τελικά corner frequency. Αυτό όμως συμβαίνει εις βάρος υψηλότερων χωρητικοτήτων [1].

Επιπροσθέτως, θα ασχοληθούμε με έναν νέο τύπο θορύβου, τον RTS θόρυβο (random telegraph signals), στην εμφάνιση του οποίου οδήγησε η μεγάλη κλιμάκωση της τεχνολογίας submicron CMOS. Ο RTS θόρυβος είναι ο επικρατέστερος μηχανισμός στα MOSFET πολύ μικρής επιφάνειας και προκαλείται από παγίδες που δημιουργούνται στη διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub>, δημιουργώντας μεγάλες διακυμάνσεις ρεύματος βάζοντας έτσι σε κίνδυνο τη σωστή λειτουργία του κυκλώματος [13-18]. Στην περίπτωση του RTS δεν αναλύουμε σε μεγάλο βαθμό τα φυσικά χαρακτηριστικά αυτού του νέου τύπου θορύβου, αλλά ασχολούμαστε κυρίως με τον τρόπο με τον οποίο αυτά τα σήματα θορύβου προκαλούν τελικά συμπεριφορά  $1/f$  και αυτό είναι που μας ενδιαφέρει άμεσα και θα αναλύσουμε σε επόμενη παράγραφο 3.2.4.2 . Επίσης σε επόμενη παράγραφο θα προταθεί και ένα μοντέλο χαρακτηρισμού του RTS.

Ένα ακόμη πολύ σημαντικό θέμα σχετικά με τον RTS θόρυβο και το αντικείμενο μελέτης αυτής της εργασίας, είναι η στατιστική μεταβολή του  $1/f$  θορύβου. Η απόδοση του θορύβου μπορεί να διαφέρει σημαντικά μεταξύ διαφορετικών διατάξεων ενός chip, αλλά επίσης μεταξύ διαφόρων σημείων πόλωσης της ίδιας διάταξης. Παρόλο που υπάρχει πολύ μεγάλο ενδιαφέρον για τον  $1/f$  θόρυβο και

εκτελούνται πολλές μελέτες για αυτόν, δυστυχώς υπάρχει έλλειψη για ένα πλήρες και αναλυτικό στατιστικό μοντέλο. Με το αντικείμενο αυτό θα ασχοληθούμε πιο αναλυτικά στην παράγραφο 3.2.4.3.

### 3.2.4.1 Βασική θεωρία 1/f θορύβου

Όπως αναφέραμε, η διακύμανση του αριθμού των φορέων (carrier number fluctuation), η διακύμανση της ευκινησίας (mobility fluctuation) και φαινόμενα εξωτερικών αντιστάσεων, είναι οι τρεις βασικές αιτίες παραγωγής 1/f θορύβου. Η διακύμανση του αριθμού των φορέων, μπορεί να θεωρηθεί υπεύθυνη για ένα μεγάλο ποσοστό 1/f θορύβου και γι' αυτό το λόγο, θεωρείται και ως ο κυρίαρχος μηχανισμός παραγωγής θορύβου όταν βρισκόμαστε σε υψηλά επίπεδα αντιστροφής. Επίσης, η διακύμανση της ευκινησίας (mobility fluctuation) θεωρείται ότι κυριαρχεί στα επίπεδα της πολύ ασθενούς αντιστροφής, ενώ η συνεισφορά θορύβου που προέρχεται από τις εξωτερικές αντιστάσεις επικρατεί σε επίπεδα πολύ έντονης αντιστροφής[12]. Στην περίπτωση της διακύμανσης του αριθμού των φορέων (carrier number fluctuation), οι διακυμάνσεις του ρεύματος που προέρχονται από τις διακυμάνσεις του φορτίου αντιστροφής κοντά στο οξειδίο πύλης προκύπτουν από τις παραλλαγές του φορτίου ( $\delta Q_i$ ) μετά από διαδοχικές παγιδεύσεις-εκπαγιδεύσεις των ελεύθερων φορέων, σε παγίδες στο οξειδίο.

Περαιτέρω, αν θέλουμε να κάνουμε μία καλύτερη ανάλυση, θα πρέπει να λάβουμε υπόψη μας τον όρο  $\delta\mu_{\text{eff}}$ , λόγω της διαμόρφωσης του ρυθμού σκέδασης που δημιουργείται από τις διακυμάνσεις του φορτίου της διεπαφής.

Η βασική σχέση που περιγράφει αυτό το φαινόμενο είναι η παρακάτω:

$$S_{I_d}/I_d^2 = (1 + \alpha\mu_{\text{eff}}C_{\text{ox}}I_d/g_m)^2 \left(\frac{g_m}{I_d}\right)^2 S_{V_{\text{fb}}} \quad S_{V_{\text{fb}}} = \frac{q^2 kT \lambda N_t}{WLC_{\text{ox}}^2 f},$$

Όπου το  $g_m$  αντιπροσωπεύει την διαγωγιμότητα (transconductance),  $\mu_{\text{eff}}$  είναι η αποτελεσματική ευκινησία (effective mobility),  $\alpha$  είναι μια παράμετρος,  $C_{\text{ox}}$  είναι η χωρητικότητα οξειδίου της πύλης (gate oxide capacitance),  $W$  είναι το πλάτος (width) της διάταξης,  $L$  το μήκος (length) της διάταξης,  $f$  η συχνότητα,  $\lambda$  το tunneling attenuation distance,  $N_t$  η ογκομετρική πυκνότητα παγίδων στο οξειδίο.

Στο Hooge μοντέλο [1, 12] ο θόρυβος του ρεύματος drain είναι αποτέλεσμα των διακυμάνσεων της ευκινησίας των φορέων. Αυτό μας οδηγεί σε θόρυβο 1/f, με πλάτος αντιστρόφως ανάλογο του συνολικού αριθμού των φορέων στη διάταξη. Η βασική σχέση που μας περιγράφει το παραπάνω είναι:

$$\frac{S_{I_d}}{I_d^2} = \frac{q\alpha_h}{WLQ_i f}$$

Όπου  $\alpha_h$  είναι η παράμετρος Hooge.

Επίσης, αν θέλουμε να υπολογίσουμε την επίδραση που έχουν οι αντιστάσεις στα επίπεδα του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων γίνεται μέσω της παρακάτω σχέσης:

$$\frac{S_{I_d}}{I_d^2} = \left( \frac{S_{I_d}}{I_d^2} \right)_{\text{channel}} + \left( \frac{I_d}{V_d} \right)^2 S_{R_{sd}}$$

η οποία υπολογίζει την επίδραση των αντιστάσεων προσθέτοντας στον ήδη υπάρχον θόρυβο του καναλιού, την συνεισφορά του θορύβου που πηγάζει από την περιοχή των αντιστάσεων [1, 12].

Όπου  $S_{R_{sd}}$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος της αντίστασης στο source και drain.

Από όλη την παραπάνω ανάλυση μπορεί να προκύψει και μια διαδικασία αναγνώρισης της πηγής θορύβου σε ένα MOS τρανζίστορ. Επίσης, σχηματίζοντας μια γραφική παράσταση μεταξύ της φασματικής πυκνότητας ισχύος θορύβου λόγω ρεύματος και του κανονικοποιημένου ρεύματος, με λογαριθμική κλίμακα και στους δύο άξονες και συγκρίνοντας αυτή με τις παραπάνω εξισώσεις, μπορούμε να έχουμε ενδιαφέροντα αποτελέσματα. Όπως, αν παρατηρήσουμε ότι η μεταβολή, της φασματικής πυκνότητας ισχύος προς το ρεύμα, είναι όμοια με την μεταβολή του λόγου, της διαγωγιμότητας προς το ρεύμα, υψωμένου στο τετράγωνο ( $(g_m/I_d)^2$ ), τότε συμπεραίνουμε ότι επικρατεί το φαινόμενο της διακύμανσης του αριθμού των φορέων. Επίσης, πολύ σημαντικό στοιχείο που χρησιμοποιούμε και στην εργασία μας και αναλύουμε στο κεφάλαιο 4, είναι το μέγεθος  $S_{ID}/I_D^2$ .

### 3.2.4.2 Βασική θεωρία RTS θορύβου

Όπως αναφέρθηκε πιο πάνω, η αιτία των σημάτων RTS είναι το φαινόμενο παγίδευσης του φορτίου των φορέων σε παγίδες κοντά στη διεπαφή Si-SiO<sub>2</sub>. Η προσέγγιση του φαινομένου παγίδευσης-εκπαγίδευσης (trapping-detrapping), προϋποθέτει μια κατανομή των χρόνων παγίδευσης που προέρχεται, από την μετάβαση των ηλεκτρονίων από την επιφάνεια του ημιαγωγού στις παγίδες που βρίσκονται στο οξείδιο [13-18]. Καθώς ο 1/f θόρυβος χαρακτηρίζεται από την φασματική πυκνότητα ισχύος και από τον χρόνο συσχέτισης, σύμφωνα με τα παραπάνω μοντέλα παγίδευσης του 1/f θορύβου για MOS τρανζίστορ, το φάσμα πυκνότητας ισχύος θα προκύπτει από μια υπέρθεση φασμάτων τύπου Lorentzian και μία κατανομή των σταθερών χρόνου. Μία υπέρθεση των φασμάτων Lorentzian είναι δυνατόν να μας δώσουν ένα φάσμα, το οποίο μεταβάλλεται αντιστρόφως της συχνότητας και ιδιαίτερα όταν υπάρχει μεγάλος αριθμός παγίδων.

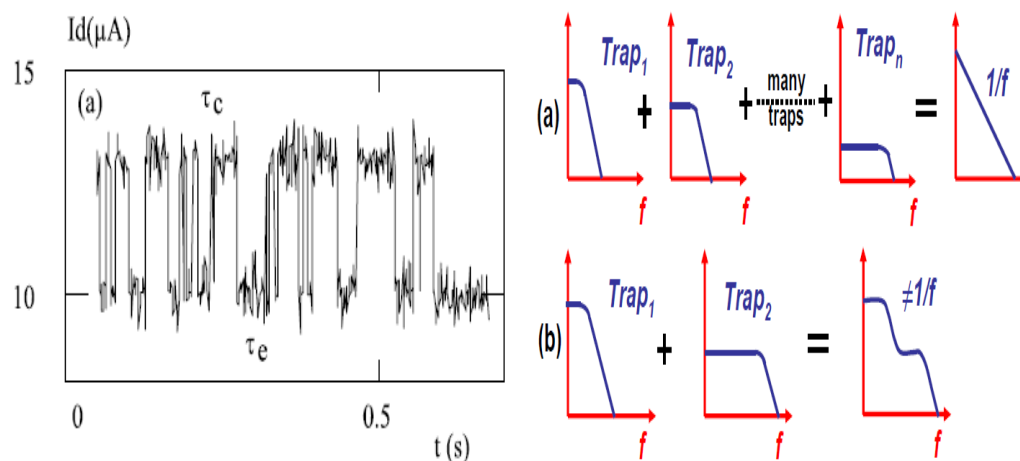
Σε MOS τρανζίστορ είναι δυνατόν να επικαλεστούμε έναν μηχανισμό-διαδικασία, όπως το φαινόμενο της παγίδευσης, ως <<χρόνους χαλάρωσης>> (relaxation times) της τάξης περίπου  $10^{-5}$  και  $10^{-6}$  δευτερολέπτων. Σύμφωνα με τον McWhorter, μια τέτοια κατανομή χρόνων παγίδευσης σε μια διεπαφή ημιαγωγού-οξειδίου μπορεί να



προέλθει από μια μερική κατανομή των tunneling depths σε παγίδες μέσα στο οξείδιο. Κάθε μία από αυτές τις παγίδες μπορεί να αντιστοιχεί σε ένα Lorentzian φάσμα και η κατανομή των σταθερών χρόνου αποδίδει ένα φάσμα ισχύος ανάλογο του  $1/f$ .

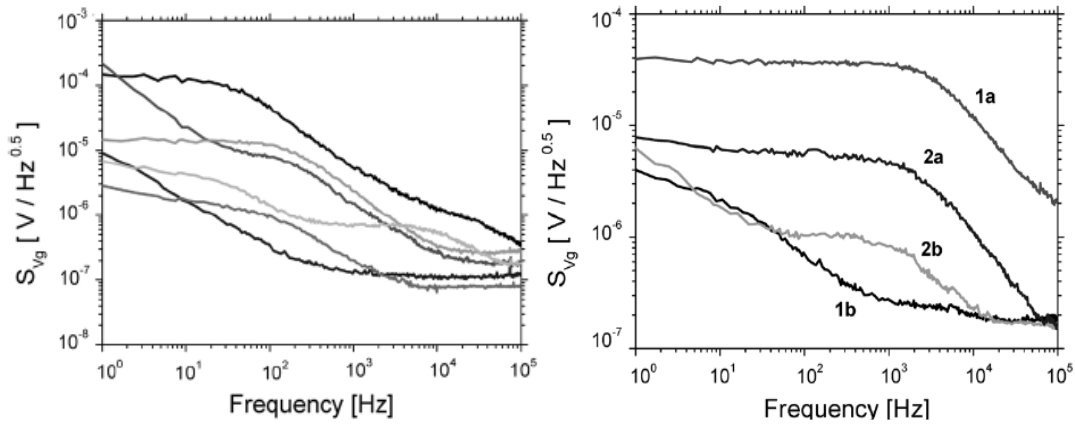
Οι αιτίες που παρατηρούμε την ύπαρξη του RTS θορύβου σε MOS τρανζίστορ μικρής επιφάνειας, οφείλονται στην παγίδευση του κάθε φορέα ατομικά, στην διεπαφή ημιαγωγού-οξειδίου. Στα φάσματα θορύβου που βλέπουμε πλέον, είναι αρκετά πιθανό ότι για κάποιες συχνότητες, τουλάχιστον, κυριαρχεί ο RTS θόρυβος.

Στα παρακάτω σχήματα που δίνονται παρατηρούμε: στο αριστερό σχήμα βλέπουμε την αποτύπωση των τριών βασικών παραμέτρων του RTS θορύβου, οι οποίες είναι το πλάτος του και ο μέσος χρόνος συγκράτησης ( $\tau_c$ , capture time constant) και την εκπομπή ( $\tau_e$ , emission time constant). Στο δεξί σχήμα φαίνεται ουσιαστικά, ο λόγος για τον οποίο ο RTS θόρυβος επικρατεί σε διατάξεις μικρού μεγέθους και ο οποίος είναι ο αριθμός των παγίδων,



**Σχήμα 3.2:** Αριστερά: τυπική χρονική αποτύπωση του ρεύματος καναλιού δεικνύοντας RTS θόρυβο. Δεξιά: Αποτύπωση της προέλευσης α) του θορύβου  $1/f$  για διατάξεις μεγάλης επιφάνειας και b) φάσμα τύπου Lorentzian σε διατάξεις μικρής επιφάνειας.

### 3.2.4.3 Στατιστική θορύβου χαμηλών συχνοτήτων



**Σχήμα 3.3.** Θόρυβος  $W=0.16\mu\text{m}/L=0.13\mu\text{m}$  διαφορετικών  $n\text{-MOS transistors}$   $0.13\mu\text{m}$  standard CMOS με  $t_{ox}=2.2\text{nm}$  και  $V_{th}=300\text{mV}$  για: αριστερά) έξι διαφορετικές διατάξεις με  $V_G=0.55\text{V}$  and  $V_D=1\text{V}$  και δεξιά) δύο διαφορετικές διατάξεις για διαφορετικές πολώσεις. Γραφικές (1a) και (1b): πρώτη διάταξη με πόλωση  $V_G=0.85\text{V}$  και  $V_D=0.15\text{V}$  και  $V_D=1\text{V}$ , αντίστοιχα; Γραφικές (2a) και (2b): δεύτερη διάταξη με πόλωση  $V_D=1\text{V}$  και  $V_G=0.85\text{V}$  και  $V_G=0.55\text{V}$ , αντίστοιχα.

Στην ενότητα αυτή χρησιμοποιούμε κάποια δεδομένα προκειμένου να μπορέσουμε να αναλύσουμε περισσότερο την στατιστική του θορύβου. Στο σχήμα 3.3-αριστερά παρατηρούμε ότι οι διατάξεις μικρής επιφάνειας παρουσιάζουν φάσματα τύπου Lorentzian. Στο σχήμα 3.3-δεξιά φαίνεται η εξάρτηση του RTS θορύβου από τα σημεία πόλωσης. Επίσης, παρατηρούνται έντονες μεταβολές μεταξύ φασμάτων διαφορετικών διατάξεων ίδιας γεωμετρίας και από το ίδιο chip.

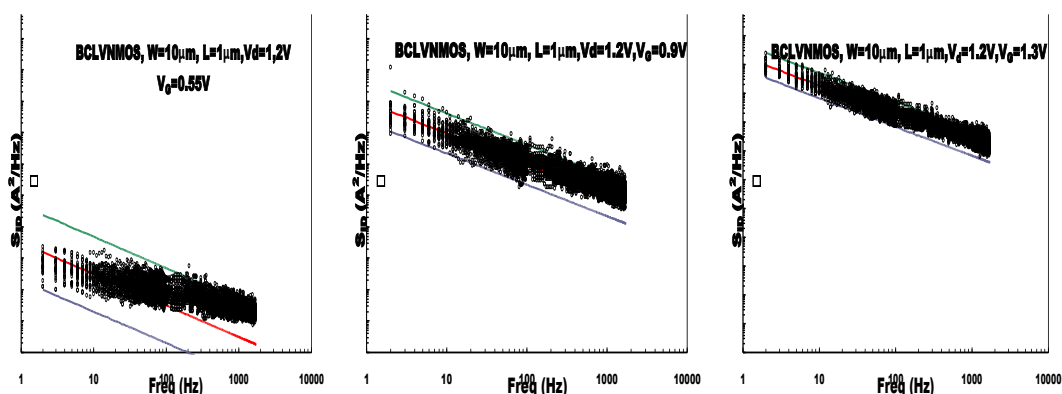
Στο σχήμα 3.3 [18], παρατηρούνται μεγάλες αποκλίσεις μεγεθών μεταξύ μεμονομένων διατάξεων και διαφορετικών πολώσεων στην ίδια διάταξη. Όπως προαναφέρθηκε, θεωρούμε ότι στα φάσματα θορύβου διατάξεων μικρής επιφάνειας που παρατηρούμε, τουλάχιστον για κάποιες συγκεκριμένες συχνότητες επικρατεί ο RTS θόρυβος.

Σύμφωνα με [19], οι μεταβολές που παρατηρούνται σε μετρήσεις θορύβου χαμηλών συχνοτήτων οφείλονται στη διασπορά του αριθμού των παγίδων λόγω μεταβολής της επιφάνειας της διάταξης. Επίσης, αυτές οι μεταβολές είναι μέγιστες όταν το κανάλι βρίσκεται σε κατάσταση κορεσμού. Επίσης, η διασπορά των επιπέδων του θορύβου ελαττώνεται όσο η τάση στην πύλη-gate αυξάνεται και το φορτίο αντιστροφής γίνεται περισσότερο ομοιογενές. Στη συνέχεια, θα μελετήσουμε τη συσχέτιση μεταξύ του  $1/f$  θορύβου και του φορτίου αντιστροφής.

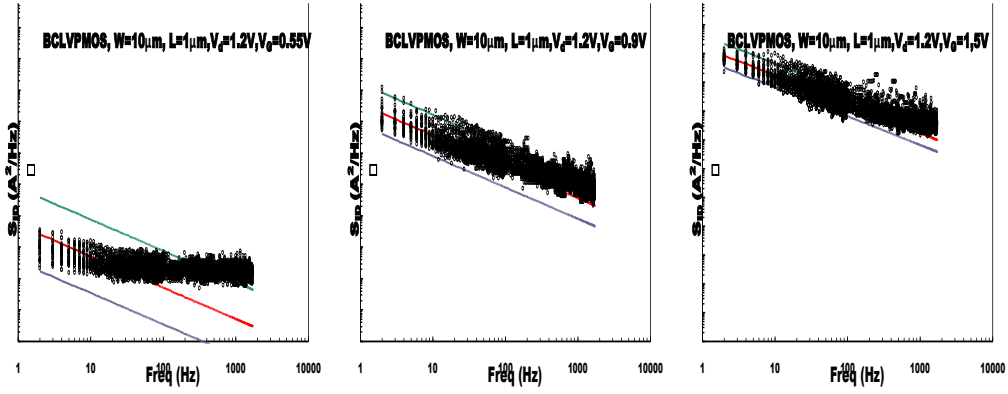
Προκειμένου να γίνει αυτό, μετρήθηκε ο θόρυβος σε 30 dies ενός wafer διατάξεων Buried Channel pMOS και nMOS, διαστάσεων  $W=10\mu\text{m}$ ,  $L=1\mu\text{m}$ , σε διαφορετικές τιμές πολώσεων. Στα παρακάτω σχήματα 3.4 και 3.5, θα παραθέσουμε ένα μικρό δείγμα (κεφάλαιο 4) από αυτές τις μετρήσεις και την επεξεργασία τους, προκειμένου μαζί με τα θεωρητικά στοιχεία που χρησιμοποιούμε, να μπορέσουμε να διαπιστώσουμε και πρακτικά την παραπάνω μελέτη μας. Να σημειώσουμε ότι το

σύνολο των μετρήσεων είναι αρκετά μεγάλο και παρουσιάζεται αναλυτικά στο κεφάλαιο 4.

Κατά συνέπεια, παρατηρούμε συνολικά ότι η διασπορά του θορύβου μειώνεται όσο αυξάνεται η τάση στην πύλη-gate ( $V_G$ ). Πιο συγκεκριμένα, στο σχήμα 3.4 φαίνεται σε κάθε εικόνα, η φασματική πυκνότητα ισχύος του  $1/f$  θορύβου για μετρήσεις σε 30 dies καθώς και η μέση τιμή της PSD αλλά και οι άνω και κάτω αποκλίσεις. Στην αριστερή εικόνα έχουμε τάση πύλης  $V_G=0,55V$ , στην μεσαία εικόνα έχουμε  $V_G=0,9V$  και στη δεξιά εικόνα έχουμε  $V_G=1,3V$ . Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η τάση πύλης  $V_G$  αυξάνεται και η μέση τιμή θορύβου (mean) που είναι αναμενόμενο, αφού αναμένουμε να έχουμε περισσότερο θόρυβο. Όμως παρατηρούμε επίσης ότι όσο αυξάνεται το  $V_G$  ελαττώνεται η διασπορά του θορύβου αφού φαίνεται ξεκάθαρα ότι το μέγεθος της απόκλισης ( $-2\sigma, 2\sigma$ -πράσινη και μπλε γραμμή) ελαττώνεται. Όμοια αποτελέσματα έχουμε και από το σχήμα 3.5 όπου έχουμε την απεικόνιση της φασματικής πυκνότητας ισχύος ως προς τη συχνότητα αλλά για pMOS διατάξεις και εφαρμόσαμε τάση πύλης-gate  $V_G=0,55V$  στην αριστερή εικόνα,  $V_G=0,9V$  στην μεσαία εικόνα,  $V_G=1,5V$  στην δεξιά εικόνα. Οι παρατηρήσεις είναι ακριβώς ίδιες με τα nMOS δηλαδή, όταν αυξάνεται η τάση στην πύλη αυξάνεται και η μέση τιμή του θορύβου άρα υψηλότερο θόρυβο αλλά ταυτόχρονα μειώνεται η διασπορά του-ελαττώνεται η απόκλιση.



**Σχήμα 3.4:** Φασματική πυκνότητα ισχύος  $1/f$  θορύβου  $S_{ID}$  ως προς τη συχνότητα  $f$  και αποτύπωση μέσης τιμής (mean) καθώς και απόκλισης ( $2\sigma, -2\sigma$ ) για BC nMOS,  $V_D=1,2V$ ,  $V_G=0,55V$  (αριστερά),  $V_G=0,9V$  (μέση),  $V_G=1,3V$  (δεξιά).



**Σχήμα 3.5:** Φασματική πυκνότητα ισχύος  $S_{id}$   $1/f$  θορύβου ως προς τη συχνότητα και αποτύπωση μέσης τιμής (*mean*) καθώς και απόκλισης ( $2\sigma$ ,  $-2\sigma$ ) για BC pMOS,  $V_D=1.2V$ ,  $V_G=0.55V$  (αριστερά),  $V_G=0.9V$  (μέση),  $V_G=1.5V$  (δεξιά).

Παρακάτω θα εξηγήσουμε θεωρητικά και το λόγο που συμβαίνουν οι παραπάνω παρατηρήσεις στα φάσματα.

Μετά από περαιτέρω μελέτη [20], αποδεικνύεται ότι δεν υπάρχει συσχέτιση μεταξύ του επιπέδου του θορύβου και της διαγωγιμότητας και του ρεύματος drain, αλλά υπάρχει συσχέτιση μεταξύ του ρεύματος και της διαγωγιμότητας. Αυτό εν μέρει δείχνει, σύμφωνα με τη θεωρία, ότι οι μεταβολές του θορύβου συμβαίνουν λόγω της μεταβολής των παγίδων και όχι λόγω της μεταβολής της τάσης κατωφλίου  $V_t$  ή της διαγωγιμότητας  $g_m$ . Από τη βασική θεωρία που παρουσιάστηκε σε προηγούμενη παράγραφο, η παράμετρος  $N_t$  συμβολίζει την πυκνότητα των παγίδων και το  $a_{sc}$  τη σταθερά Coulomb. Λόγω της ιδιαίτερης φύσης του αριθμού των παγίδων, το  $N_t$  αναμένεται να ακολουθεί στατιστική Poisson. Ο αριθμός των παγίδων της  $i_{th}$  διάταξης  $n_{t,i}$  παίρνει τιμή  $WLN_t$ , όπου το  $WL$  είναι οι διαστάσεις της διάταξης. Η αβεβαιότητα στον αριθμό των παγίδων δίνεται από:

$$\frac{\sigma n_t}{\langle n_t \rangle} = \frac{\sqrt{WLN_t}}{WLN_t} = \sqrt{\frac{1}{WLN_t}}.$$

Αυτό μας δείχνει ότι το  $N_t$  δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως σταθερά αλλά σαν μία τυχαία μεταβλητή. Παρ'όλα αυτά η παραπάνω εξίσωση δεν είναι αρκετή για να εξηγήσει την μείωση της διασποράς θορύβου σε συνάρτηση με την αύξηση της τάσης στην πύλη. Σε χαμηλές πολώσεις, δημιουργούνται ανομοιογενείς πυκνότητες φορέων που τελικά οδηγούν σε αύξηση της διασποράς του θορύβου [20]. Αντιθέτως αξίζει να μελετήσουμε, την επίδραση που έχει η τοποθεσία του παγιδευμένου φορτίου. Παρακάτω σχεδιάστηκε ένα γενικευμένο μοντέλο [20] για την σχέση μεταξύ του  $a_{sc}$  και την πυκνότητα του φορτίου αντιστροφής  $N_{inv}$ :

$$\alpha_{sc,i} = \frac{\kappa e^{-x_i/x_0}}{[N_{inv}(y_i)]^\beta}$$

Όπου το  $\alpha_{sc}$  αντιπροσωπεύει την συνεισφορά της διακύμανσης της ευκινησίας της  $i_{th}$  παγίδας,  $x_i$  είναι το ύψος της παγίδας από την διηλεκτρική διεπαφή και  $y_i$  είναι η  $y$ -συντεταγμένη της παγίδας κατά μήκος του καναλιού. Όταν το  $K=1/\mu_{c0}$ ,  $\beta=0.5$ , και αγνοούμε την θέση της παγίδας, τότε:

$$\alpha_{sc} = \frac{1}{n_t} \sum_{i=1}^{n_t} \alpha_{sc,i} = \frac{1}{\mu_{c0} \sqrt{N_{inv}}}.$$

Υποθέτοντας ότι υπάρχει ισοπίθανη περίπτωση η παγίδα να βρίσκεται σε οποιοδήποτε σημείο του καναλιού, τα  $x_i$   $y_i$  είναι ομοιογενείς κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές και με διακυμάνσεις  $\sigma_x^2 = T_{ox}^2/12$  και  $\sigma_y^2 = L_{eff}^2/12$ , μπορούμε πλέον να υπολογίσουμε την αβεβαιότητα στο  $\alpha_{sc,i}$  ως εξής:

$$\sigma_{\alpha_{sc,i}} = \frac{\alpha_{sc,i}}{\sqrt{12}} \left[ T_{ox}^2 + \left( \frac{L_{eff}\beta}{N_{inv}(y)} \cdot \frac{\delta(N_{inv}(y))}{\delta y} \right)^2 \right]^{1/2}.$$

Τελικά ως συμπέρασμα από τα παραπάνω, είναι ότι οι μεταβολές του  $1/f$  θορύβου οφείλονται σε μεγάλο βαθμό στην πυκνότητα των παγίδων και στην τοποθεσία αυτών μέσα στο κανάλι. Επίσης, όσο η τάση στην πύλη αυξάνεται, η πυκνότητα του φορτίου αντιστροφής  $N_{inv}$  αυξάνεται και γίνεται πιο ομοιογενής στο χώρο μειώνοντας έτσι την επίδραση της τοποθεσίας της παγίδας στο κανάλι, πάνω στο  $\alpha_{sc}$ . Αυτό τελικά καταλήγει σε μία εξάρτηση του  $1/f$  θορύβου με την πόλωση που εφαρμόζεται, όπου όπως και φάνηκε, μεγαλύτερη διασπορά θορύβου έχουμε σε χαμηλότερες τάσεις πύλης-gate και σε περιοχή κορεσμού.

## Κεφάλαιο 4

### ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

#### 4.1 Μετρήσεις - Πειραματική διαδικασία

Εφόσον, στα προηγούμενα κεφάλαια αναλύθηκαν θεωρητικά τόσο το BC MOSFET, ως προς τη χαρακτηριστική του δομή και τον τρόπο λειτουργίας του, αλλά και ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων-flicker noise, ως προς τα αίτια στα οποία οφείλεται και στην θεωρητική του ανάλυση, στο κεφάλαιο αυτό θα ακολουθήσει η πειραματική διαδικασία μετρήσεων flicker-noise σε BC (Buried Channel) pMOS και BC (Buried Channel) nMOS. Πριν τις μετρήσεις θορύβου είναι απαραίτητο να γίνουν οι IV μετρήσεις (μετρήσεις ρεύματος-τάσης) πάνω στα τρανζίστορ.

Για τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκαν μία διάταξη BC low voltage nMOS διαστάσεων  $W=10\mu\text{m}$  και  $L=1\mu\text{m}$  και αντίστοιχα μία διάταξη BC low voltage pMOS με την ίδια γεωμετρία  $W=10\mu\text{m}$  και  $L=1\mu\text{m}$ . Οι διατάξεις των BCLV ( Buried Channel Low Voltage) δίνονται σχηματικά παρακάτω:

0.22/0.5	0.28/0.5	0.22/10	0.28/10	0.5/10	1.0/10	2.0/1.0	0.28/1.0	10/0.30* <sup>1</sup>	Source
Gate (diode N+/Psub)	10/10	10/1.0	10/0.5	10/2.0	10/5	10/0.8	10/1.0* <sup>1</sup>	10/1.0* <sup>2</sup>	PWell

**Σχήμα 4.1:** Buried Channel low-voltage nMOS.

0.22/0.5	0.28/0.5	0.22/10	0.28/10	0.5/10	1.0/10	2.0/1.0	0.28/1.0	10/0.30* <sup>1</sup>	Source
Gate (diode P+/Nwell)	10/10	10/1.0	10/0.5	10/2.0	10/5	10/0.8	10/1.0* <sup>1</sup>	10/1.0* <sup>2</sup>	NWell

**Σχήμα 4.2:** Buried Channel low-voltage pMOS.

Οι μετρήσεις θορύβου πραγματοποιήθηκαν για 21 διαφορετικές πολώσεις για την κάθε μια παραπάνω διάταξη και συνολικά για 30 διαφορετικά Dies ενός wafer. Οι πολώσεις, για τις οποίες έγιναν οι μετρήσεις είναι για το nMOS:  $V_d=1.2V, 0.3375V, 0.05V$  και με  $V_g=0.55V, 0.6V, 0.7V, 0.75V, 0.9V, 1.1V, 1.3V$ .

Αντίστοιχα για το pMOS έχουμε  $V_d=-1.2V, -0.3375V, -0.05V$  και  $V_g=-0.55V, -0.6V, -0.7V, -0.9V, -1.1V, -1.3V, -1.5V$ .

Τα όργανα που χρησιμοποιήθηκαν καθώς και η διαδικασία που έγιναν οι μετρήσεις, περιγράφονται αναλυτικά παρακάτω.

Αφού ολοκληρώθηκε η πειραματική διαδικασία και λάβαμε τις μετρήσεις του θορύβου, προχωρήσαμε σε περαιτέρω επεξεργασία των δεδομένων, αναλυτική περιγραφή και απεικόνισή τους σε διάφορες μορφές που θα δοθούν αναλυτικά στη συνέχεια του κεφαλαίου έτσι ώστε να παρουσιαστεί η στατιστική μεταβλητότητα του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων των BC τρανζίστορ με μεγάλη σαφήνεια. Επίσης στο τέλος της ανάλυσης του θορύβου πραγματοποιήσαμε σύγκριση του low flicker noise μεταξύ Buried Channel MOSFET και Standard MOSFET.

Επίσης, πριν προχωρήσουμε στην πειραματική διαδικασία, να αναφέρουμε ότι στην ανάλυση του flicker noise ως προς την πόλωση, σημείο αναφοράς αποτελεί ο δείκτης αντιστροφής  $IC$  (όπου  $IC=I_D/I_{spec}$ ) και σε όλα τα γραφήματα αποτελεί τον x άξονα και μας δείχνει πως συμπεριφέρονται οι διάφορες αναπαραστάσεις του θορύβου όσο η περιοχή λειτουργίας της MOS διάταξης μετατοπίζεται από την ασθενή στην ισχυρή αντιστροφή[10].

Όπως προαναφέρθηκε οι μετρήσεις  $1/f$  θορύβου υλοποιήθηκαν πλήρως από εμάς στο εργαστήριο. Παρακάτω ακολουθεί πλήρης περιγραφή και ανάλυση της διαδικασίας που ακολουθήθηκε περιλαμβάνοντας τόσο τον εργαστηριακό εξοπλισμό όσο και περιγραφή της διαδικασίας εκτέλεσης των μετρήσεων με τη βοήθεια του λογισμικού ICCAP της AGILENT.

#### 4.1.1 Απαιτήσεις-προδιαγραφές

Το σύστημα μετρήσεων  $1/f$  θορύβου απαιτεί τα παρακάτω κομμάτια υλικού και λογισμικού:

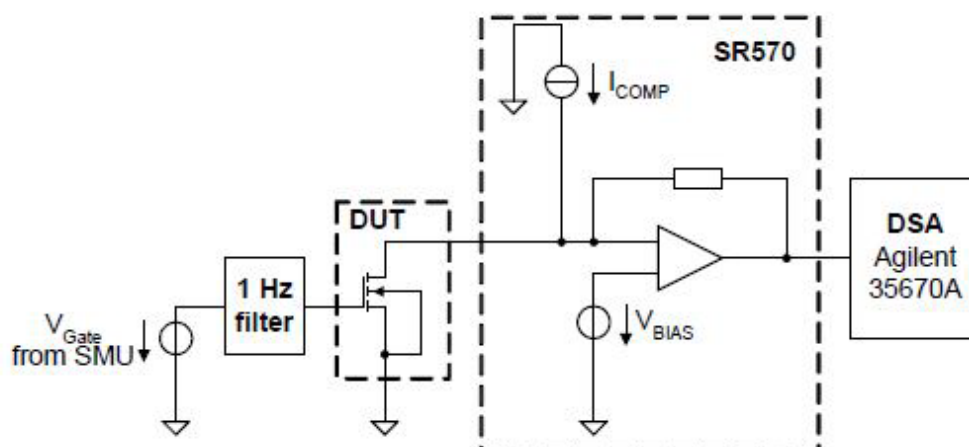
- Cascade Microtech Probe station
- Standford Research SR570 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου με επιλογή ανίχνευσης υπερφόρτωσης (Overload detection).
- Agilent 35670A DSA (Δυναμικός Αναλυτής Σήματος).
- Agilent 4142A DC Αναλυτής
- National Instruments CV232A RS232 – GPIB interface
- RS232 καλώδιο (9 pins female – 25 pins male).
- Βαθυπερατό Φίλτρο 1 Hz.
- Temptronics Thermochuck Temperature Controller
- Ομοαξονικά BNC και TRIAX καλώδια και αντάπτορες.
- GPIB καλώδια για διασύνδεση των οργάνων με το λογισμικό.
- Agilent ICCAP 2008

Το βασικό στοιχείο στο σύστημα μέτρησης θορύβου χαμηλών συχνοτήτων είναι ο Stanford Research SR570 ενισχυτής χαμηλού θορύβου. Έχει ικανότητα πόλωσης μέχρι και  $\pm 5V$ ,  $\pm 5mA$ . Είναι ρυθμισμένος έτσι ώστε συνθήκες υπερφόρτωσης στην είσοδο ή έξοδο του να μπορούν να ανιχνευθούν. Το φάσμα ισχύος του ενισχυμένου σήματος μετριέται από τον DSA του οποίου το εύρος συχνοτήτων είναι από 0Hz μέχρι 100KHz.

Το χρησιμοποιούμενο εύρος συχνοτήτων περιορίζεται από την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και εξαρτάται από την ενίσχυση που χρησιμοποιείται κάθε φορά. Η πόλωση στην πύλη και την υποδοχή του τρανζίστορ παρέχονται από ένα DC αναλυτή με τουλάχιστον 2 μονάδες παροχής πηγής (SMU – Source Monitor Unit). Το 1Hz φίλτρο καταστέλλει τον μετρημένο θόρυβο από το SMU και από τις κεντρικές συχνότητες του δικτύου.

Το βασικό σημείο επικέντρωσης κατά τη σχεδίαση του συστήματος ήταν οι on-wafer μετρήσεις. Οι συνδυασμοί των ανταπτόρων βελτιστοποιούνται για χρήση με συγκεκριμένους probe σταθμούς και DC βελόνες. Πακετοποιημένες διατάξεις μπορούν να μετρηθούν επίσης.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το πλήρες set-up της μέτρησης.



Σχήμα 4.3: Set up μέτρησης flicker noise

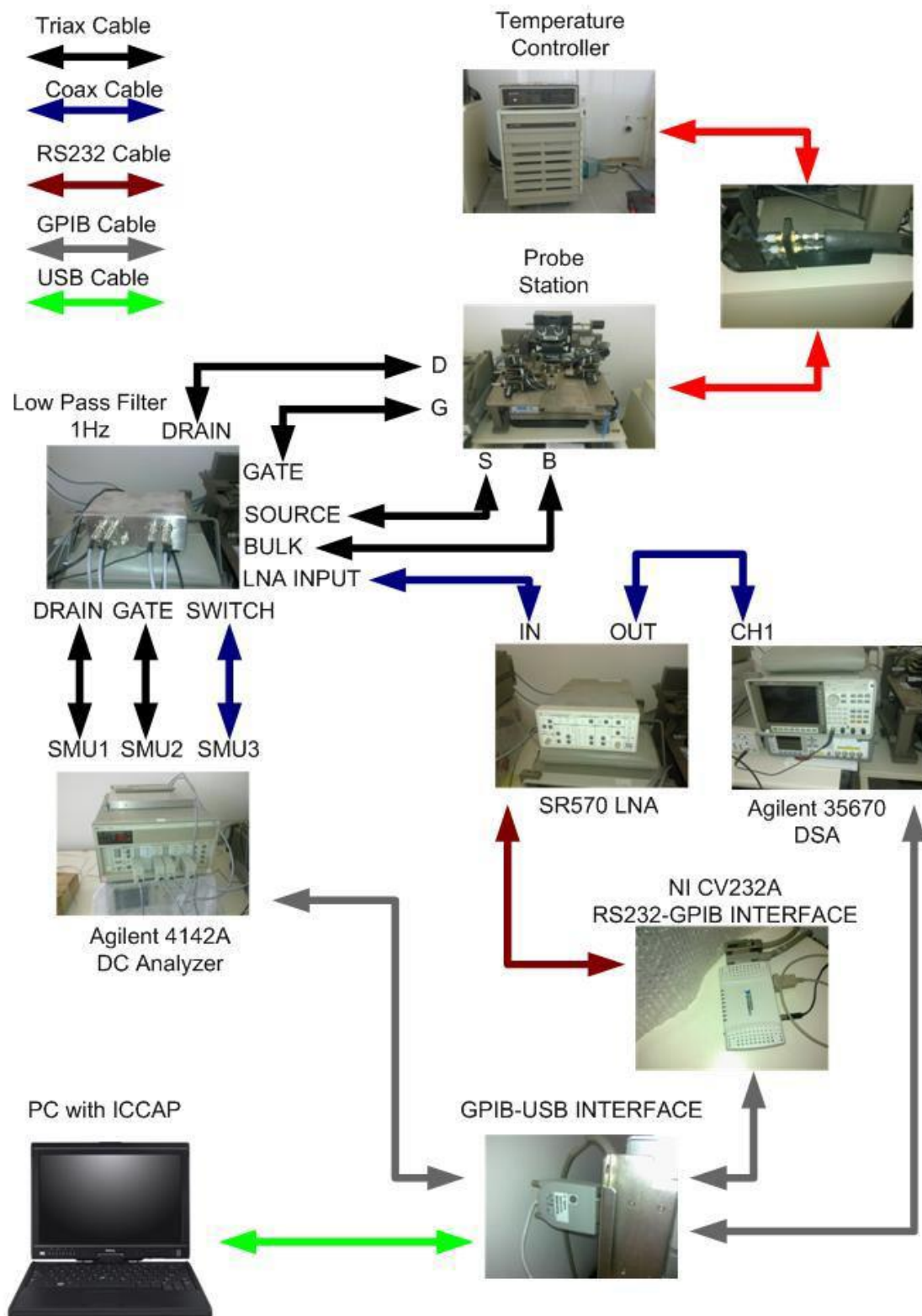
#### 4.1.2 Εγκατάσταση και διασύνδεση του εξοπλισμού

Μία κατάλληλη γείωση των καλωδίων είναι απαραίτητη στις μετρήσεις θορύβου έτσι ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα όπως βρόχοι γειώσεων και βρόχοι μεταξύ του σήματος και του καλωδίου γείωσης. Χρησιμοποιήθηκαν λοιπόν όσο το δυνατόν κοντύτερα καλώδια από την έξοδο του φίλτρου ως τη βελόνα πύλης και από την είσοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου στη βελόνα υποδοχής. Κοντό καλώδιο χρησιμοποιήθηκε επίσης και από την έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ως την είσοδο 1 του αναλυτή σήματος.



Κατά τη διάρκεια των μετρήσεων έπρεπε να αφαιρεθούν τα καλώδια τροφοδοσίας από τον SR570 για να αποφευχθεί παραμόρφωση από το κεντρικό δίκτυο. Απλά έπρεπε να φροντιστεί οι εσωτερικές μπαταρίες του ενισχυτή να είναι πλήρως φορτισμένες κατά τη διάρκεια της κάθε μέτρησης. Να πούμε εδώ ότι ο SR570 δεν έχει GPIB interface αλλά ένα σειριακό RS232 interface. Γιαυτό ένας μετασχηματιστής είναι απαραίτητος. Μία CV232A GPIB – RS232 κάρτα από την National Instruments χρησιμοποιήθηκε γιαυτόν το σκοπό. Τα υπόλοιπα όργανα υποστηρίζουν GPIB interface και έτσι επικοινωνούν με το λογισμικό μέσω ενός GPIB-USB καλωδίου της Agilent.

Το 1Hz φίλτρο αποτελεί το κεντρικό σημείο γείωσης κατά τη διάρκεια των μετρήσεων. Μια τοπολογία αστεριού χρησιμοποιήθηκε για να εμποδιστούν οι βρόχοι γείωσης. Συνδετήρες BNC χρησιμοποιούνται για τη γείωση των βελόνων ενώ ένας DC συνδετήρας τύπου banana jack για τη γείωση του SR570. Ήταν επίσης πολύ σημαντικό να μπερδευτούν όλα τα καλώδια όσο το δυνατόν περισσότερο έτσι ώστε τα μαγνητικά πεδία να μη μπορούν να εισάγουν σημαντική τάση. Υπάρχει μόνο μία σύνδεση μεταξύ της γείωσης του συστήματος και της γείωσης του δικτύου και αυτή βρίσκεται στον DC αναλυτή. Η γείωση του probe σταθμού δεν δημιουργεί παρεμβολές κατά τη διάρκεια της μέτρησης. Το SMU3 συνδέεται στην είσοδο switch του φίλτρου και καθορίζει αν θα γίνει DC μέτρηση ή μέτρηση 1/f θορύβου. Το SMU1 που αντιστοιχεί στην πύλη του τρανζίστορ συνδέεται στην είσοδο του 1Hz φίλτρου και η βελόνα που αντιστοιχεί στην πύλη στην έξοδο του φίλτρου. Ομοίως και το SMU2 που αντιστοιχεί στην υποδοχή. Οι βελόνες που αντιστοιχούν στην πηγή και το υπόστρωμα συνδέονται επίσης στο φίλτρο. Η έξοδος του SR570 συνδέεται με την είσοδο του δυναμικού αναλυτή σήματος ενώ η είσοδος του συνδέεται με την έξοδο SR570 output του φίλτρου. Όλα τα παραπάνω απεικονίζονται αναλυτικά στο παρακάτω σχήμα όπου φαίνεται και ο τρόπος σύνδεσης του ελεγκτή θερμοκρασίας.



Σχήμα 4.4: Πλήρες σχηματικό του συστήματος μέτρησης flicker noise.

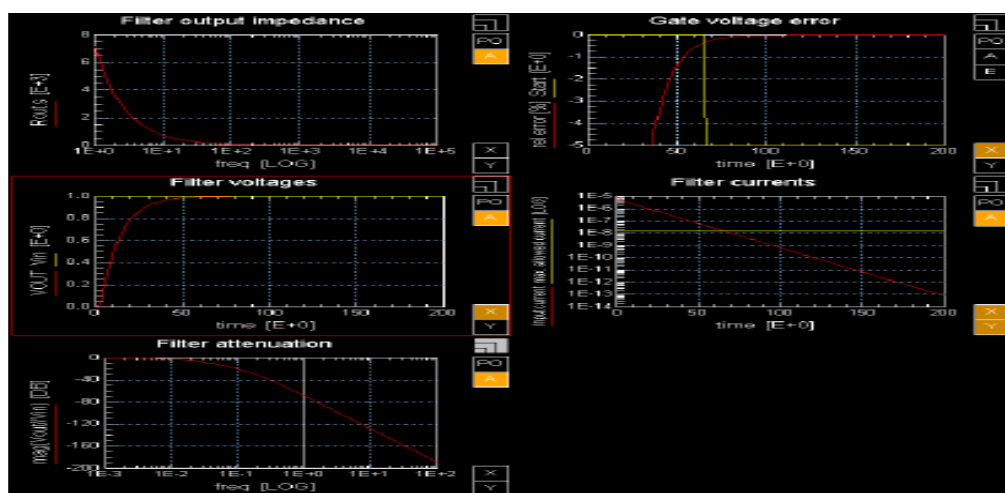
### 4.1.3 Εκτέλεση μετρήσεων

Πριν την έναρξη των μετρήσεων έπρεπε να σιγουρευτούμε ότι όλα τα όργανα είναι συνδεδεμένα σωστά και ότι έχουν ζεσταθεί. Στη συνέχεια μέσω του λογισμικού ICCAP έπρεπε να σιγουρευτούμε ότι τα απαραίτητα όργανα ήταν ορατά σε αυτό και είχαν ρυθμιστεί σωστά. Πριν επιλέξουμε την ετικέτα MOS για να ξεκινήσουμε τη μέτρηση κάποια άλλα βήματα έπρεπε να εκτελεστούν.

#### Ρυθμίσεις φίλτρου

Αρχικά προσομοιώθηκε μέσω του λογισμικού η συμπεριφορά του φίλτρου και υπολογίστηκαν οι χρόνοι φόρτισης του. Στη συνέχεια έπρεπε να επιλεγεί η ελάχιστη ευαισθησία για τις μετρήσεις θορύβου. Να αναφέρουμε ότι η τιμή της ευαισθησίας εναλλασσόταν ανάλογα με το  $V_D$  και το  $V_G$  στα οποία γινόταν η μέτρηση. Η ευαισθησία είναι ένα καλό trade off μεταξύ συχνότητας αποκοπής και Noise Floor του συστήματος.

Ως γνωστό Ευαισθησία=1/Κέρδος, που σημαίνει ότι μια μικρή τιμή ευαισθησίας οδηγεί σε υψηλό κέρδος. Μέσω του Manual του SR570 επιλέξαμε τις τιμές για τη συχνότητα αποκοπής, τον Noise Floor στην είσοδο και την αντίσταση εισόδου. Το φίλτρο τώρα, έπρεπε να φορτιστεί. Κάθε δευτερόλεπτο το ρεύμα στο φίλτρο δειγματοληπτείται. Αν το ρεύμα μετά το χρόνο που απαιτείται για τη δειγματοληψία είναι μεγαλύτερο από την τιμή που έχει οριστεί στο πρόγραμμα by default τότε η συγκεκριμένη μέτρηση παραλείπεται. Αυτό γίνεται για να εντοπιστούν τρανζίστορ με μεγάλη διαρροή στην πύλη. Παρακάτω μπορούμε να δούμε την προσομοιωμένη συμπεριφορά του φίλτρου. Είναι εμφανές ότι έχει 60db εξασθένηση στο 1Hz. Ο πιθανός θόρυβος από τον DC αναλυτή έχει κατασταλεί αρκετά καλά. Το σφάλμα στην τάση της πύλης φαίνεται επίσης. Η κίτρινη γραμμή δείχνει το χρόνο έναρξης της μέτρησης θορύβου.



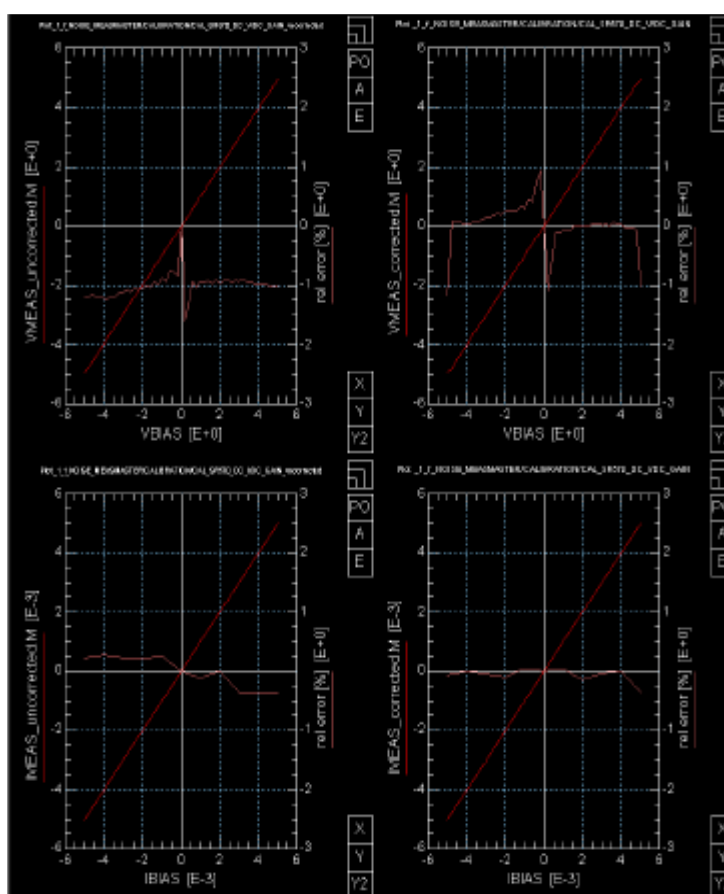
Σχήμα 4.5: Προσωμοιωμένη συμπεριφορά του 1Hz φίλτρου.

## Ρυθμίσεις DSA

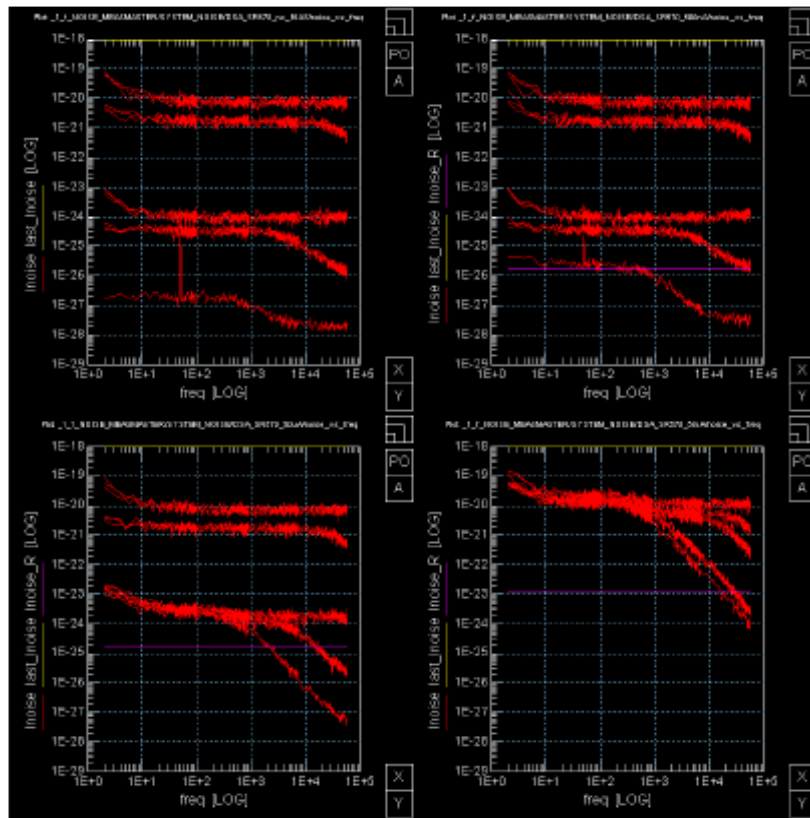
Εδώ καθορίσαμε τις ρυθμίσεις συχνότητας για τον δυναμικό αναλυτή σήματος. Ένα averaging (υπολογισμός μέσου όρου) γύρω στα 40 χρησιμοποιήθηκε. Ο συγκεκριμένος αναλυτής δεν υποστηρίζει λογαριθμική σάρωση συχνότητας γιαυτό και χρησιμοποιήθηκαν 3 γραμμικά κομμάτια σάρωσης συχνότητας. Από 1 μέχρι 100Hz με βήμα 1Hz, από 100Hz μέχρι 1KHz με βήμα 10Hz και από 1KHz μέχρι 1.7KHz με βήμα 10Hz. Το όργανο επιτρέπει τον ορισμό μέχρι και 8 segments (γραμμικά κομμάτια).

## Ρυθμίσεις SR570

Μια DC βαθμονόμηση του SR570 παρέχεται μέσω του λογισμικού η οποία βελτιστοποιεί τα σφάλματα κέρδους του. Επίσης μετρήσεις του Noise Floor του συστήματος πραγματοποιήθηκαν. Τα αποτελέσματα αυτών των μετρήσεων δείχνονται και αποθηκεύονται μαζί με τις πραγματικές μετρήσεις θορύβου και έτσι φαίνεται εάν η μέτρηση δείχνει πραγματικό θόρυβο της διάταξης ή θόρυβο του συστήματος. Στα παρακάτω σχήματα φαίνονται τα αποτελέσματα τόσο της βαθμονόμησης όσο και του Noise Floor.



Σχήμα4.6: Αποτελέσματα μετά από επιτυχημένη βαθμονόμηση

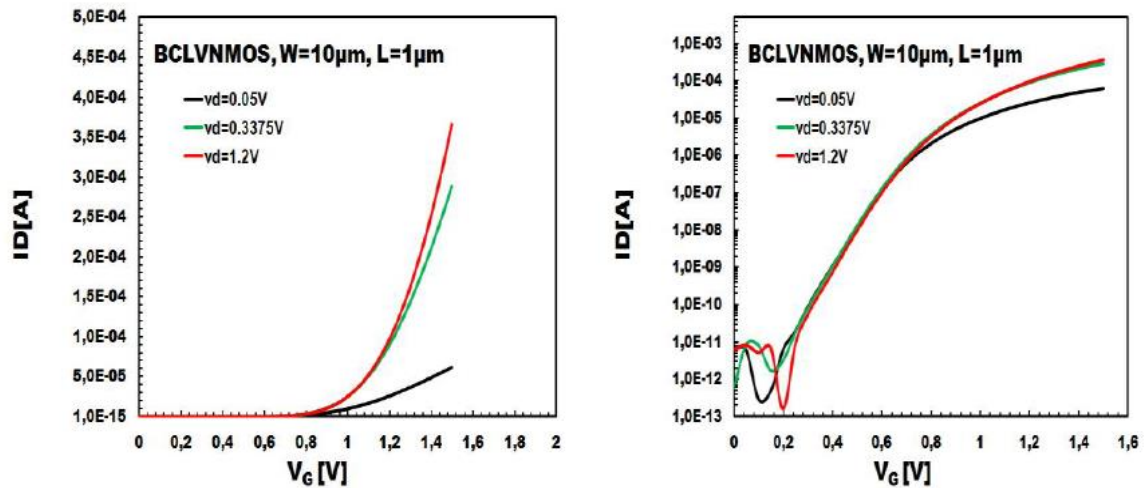


Σχήμα 4.7: Αποτελέσματα μετρήσεων Noise Floor.

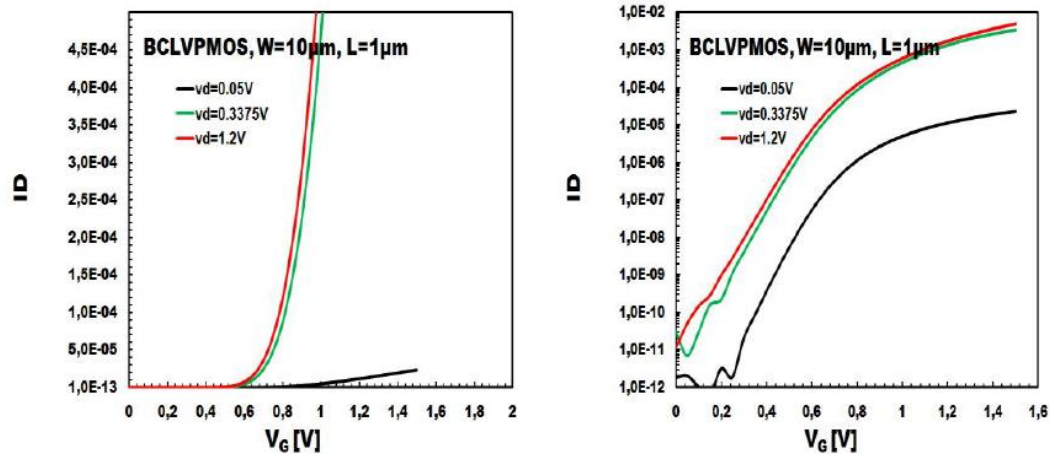
## 4.2 Επεξεργασία αποτελεσμάτων

### 4.2.1 Πειραματικές μετρήσεις

Αρχικά ορίστηκαν οι συνθήκες πόλωσης και πραγματοποιήθηκαν DC μετρήσεις για να παραχθούν οι  $I_D$ - $V_G$  γραφικές σε γραμμικούς άξονες (αριστερά) και σε λογαριθμικούς άξονες (δεξιά) οι οποίες και παρουσιάζονται παρακάτω.

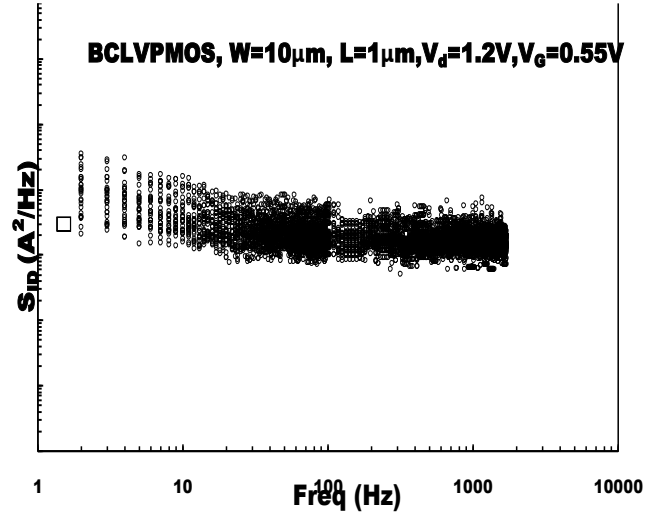
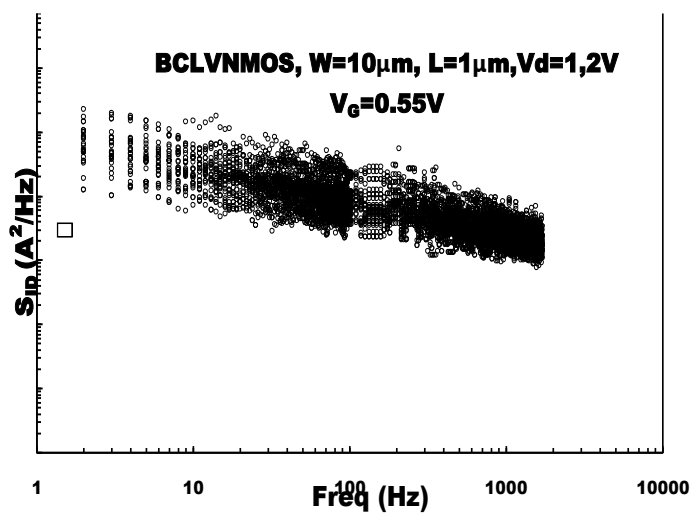


Σχήμα 4.8: *nMOS MOSFET*  $I_D$ - $V_G$ ,  $V_D=1.2V$ ,  $V_D=0.3375V$ ,  $V_D=0.05V$ , λογαριθμική κλίμακα (δεξιά)

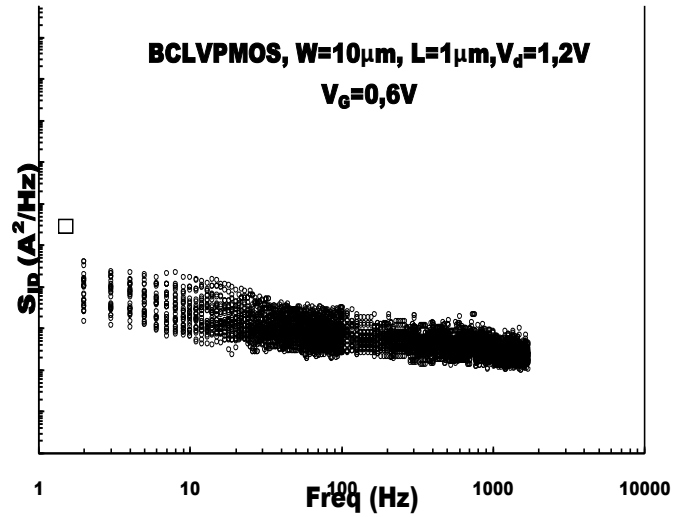
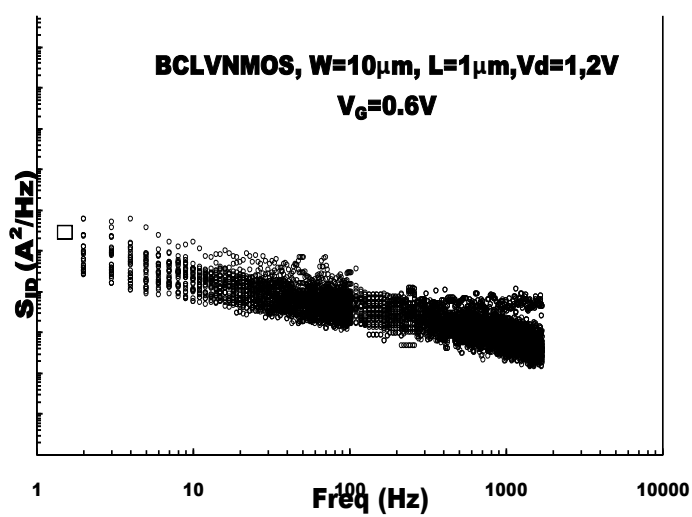


Σχήμα 4.9: *pMOS MOSFET*  $I_D$ - $V_G$ ,  $V_D=1.2V$ ,  $V_D=0.3375V$ ,  $V_D=0.05V$ , λογαριθμική κλίμακα(δεξιά)

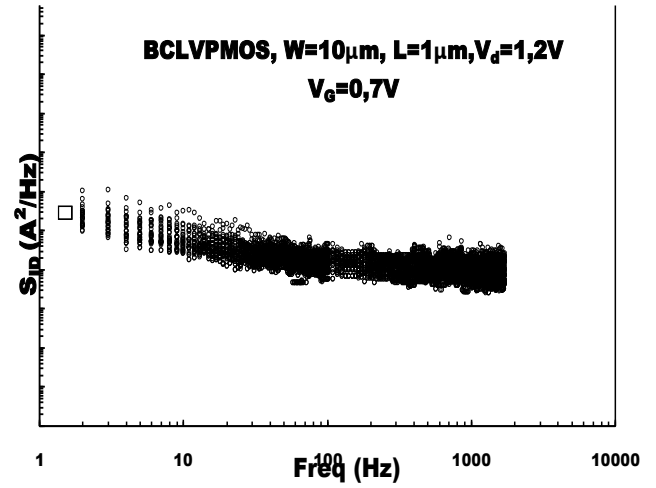
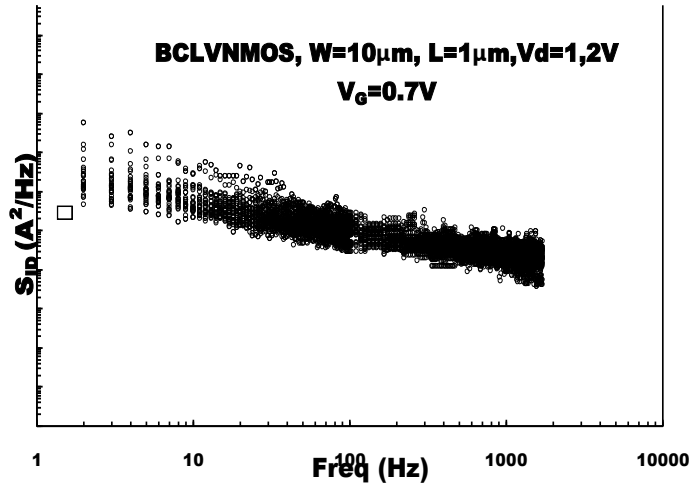
Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι μετρήσεις θορύβου για τις συχνότητες και τις πολώσεις που είχαμε επιλέξει. Παρακάτω δίνονται τα φάσματα των μετρήσεων θορύβου που πραγματοποιήσαμε, δηλαδή γραφικές παραστάσεις της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου ως προς τις συχνότητες των μετρήσεων.



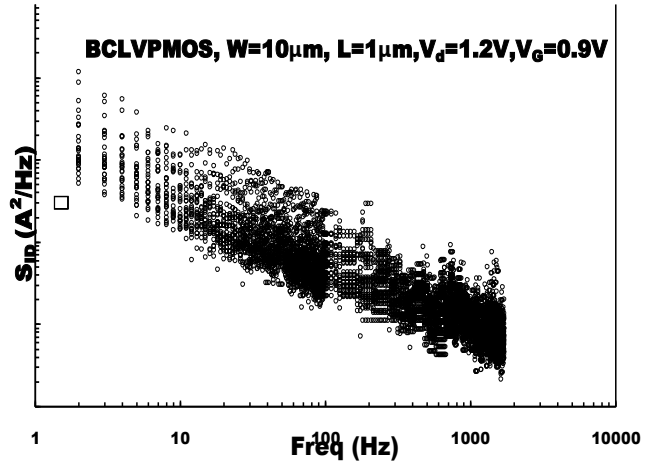
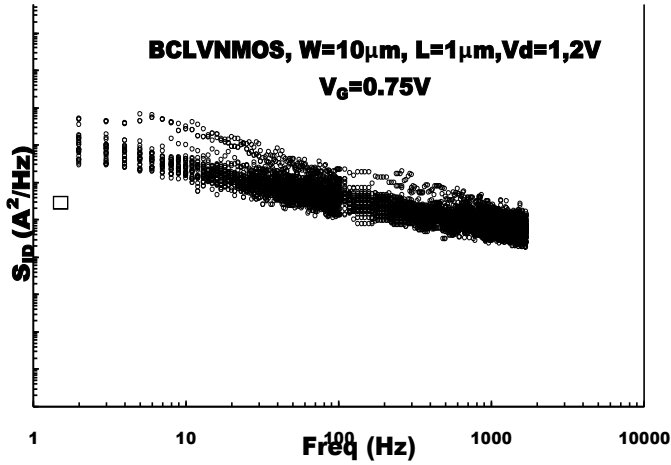
Σχημα 4.10: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο *drain current* ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  and  $V_G=0.55\text{V}$



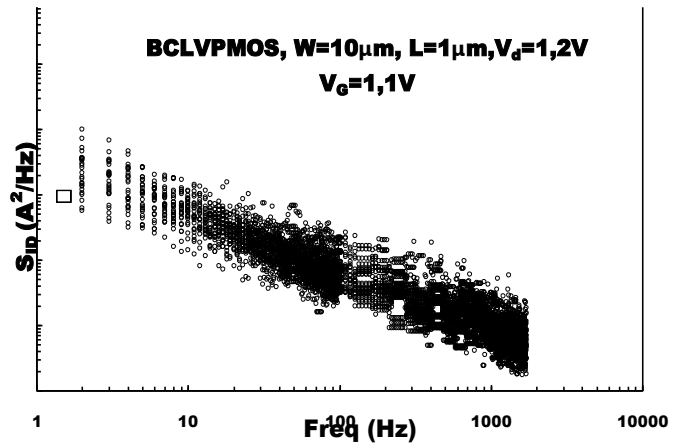
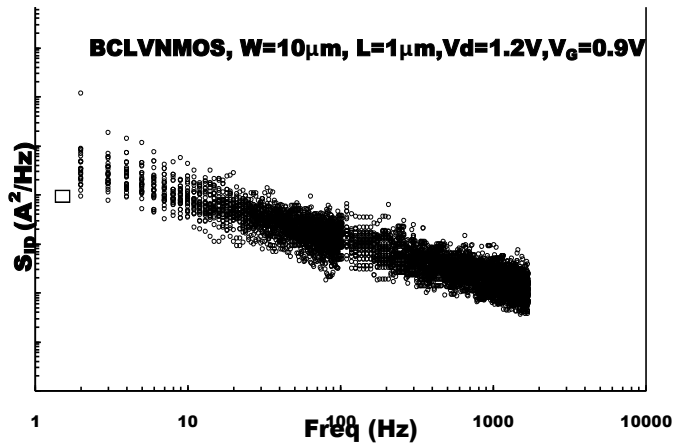
Σχημα 4.11: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο *drain current* ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  and  $V_G=0.6\text{V}$



Σχημα 4.12: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο drain current ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D = 1.2\text{V}$  and  $V_G = 0.7\text{V}$

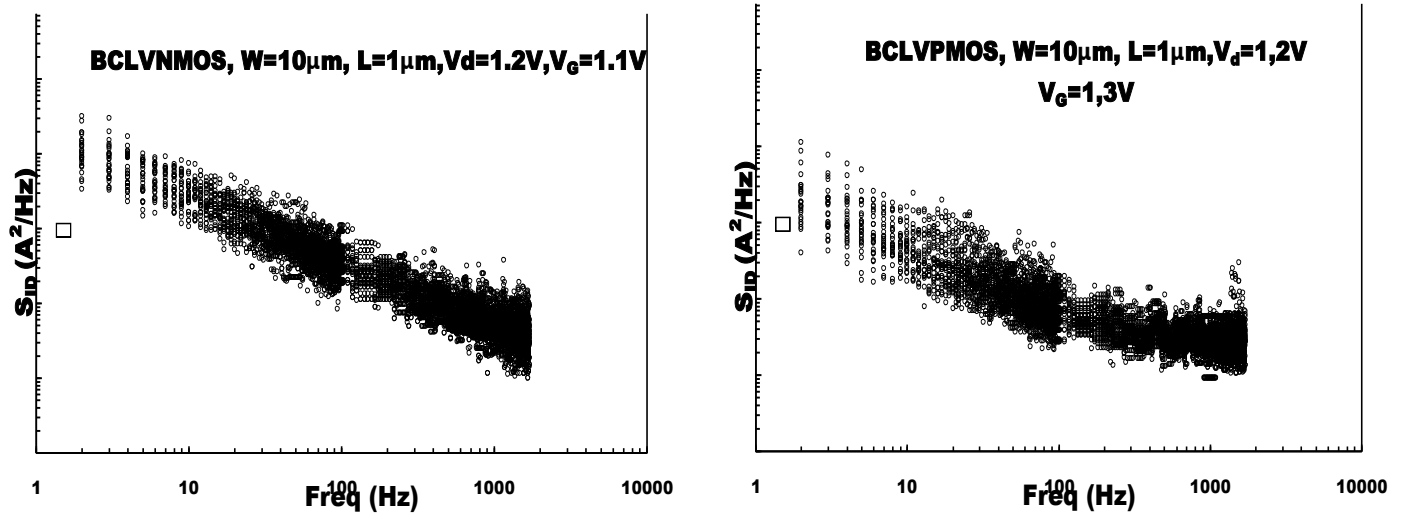


Σχημα 4.13: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο drain current ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D = 1.2\text{V}$  and  $V_G = 0.75\text{V}$ (nMOS),  $V_G = 0.9\text{V}$ (pMOS)

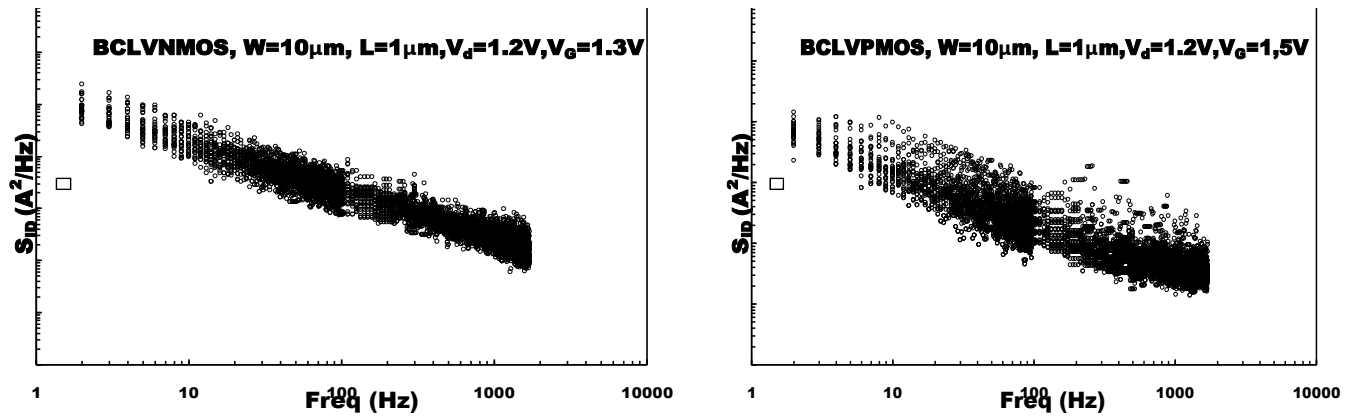




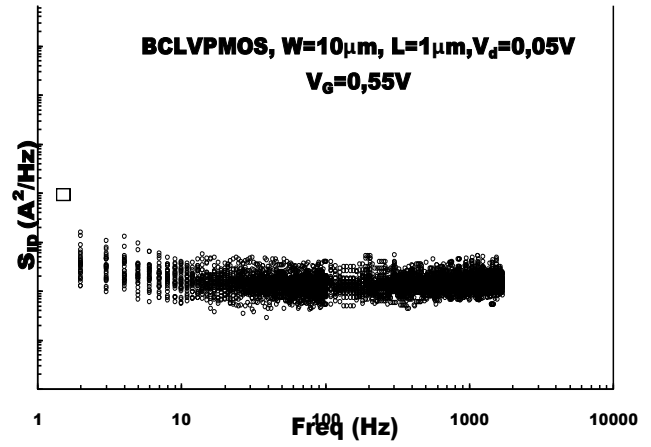
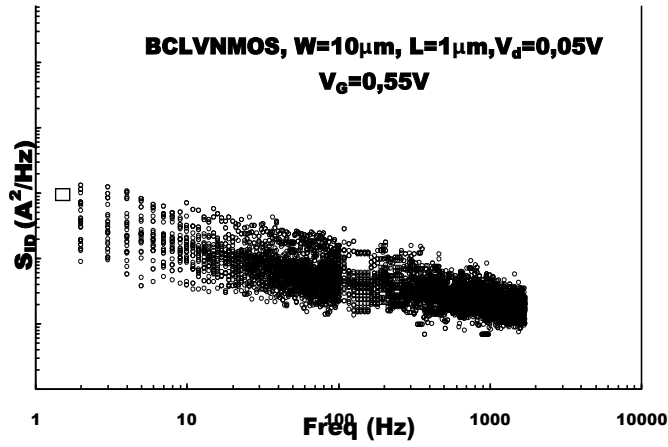
**Σχημα 4.14:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο drain current ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  and  $V_G=0.9\text{V}$ (nMOS),  $V_G=1.1\text{V}$ (pMOS)



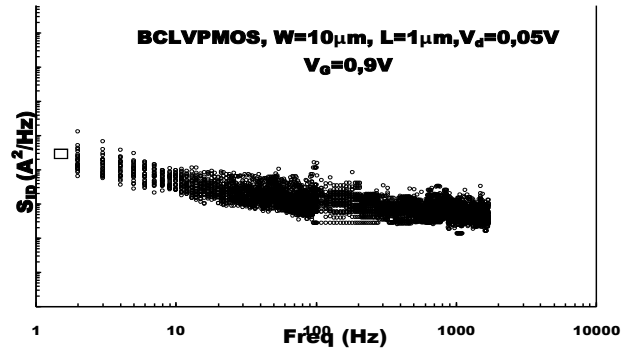
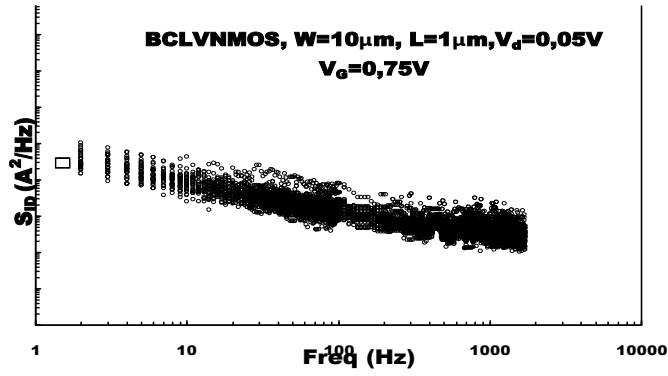
**Σχημα 4.15:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο drain current ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  and  $V_G=1.1\text{V}$ (nMOS),  $V_G=1.3\text{V}$ (pMOS)



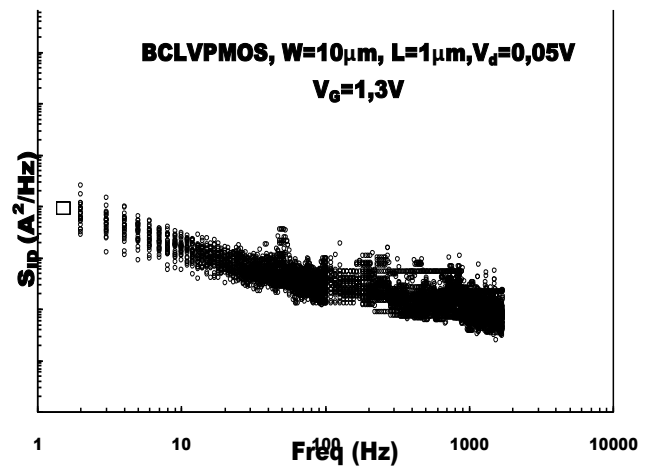
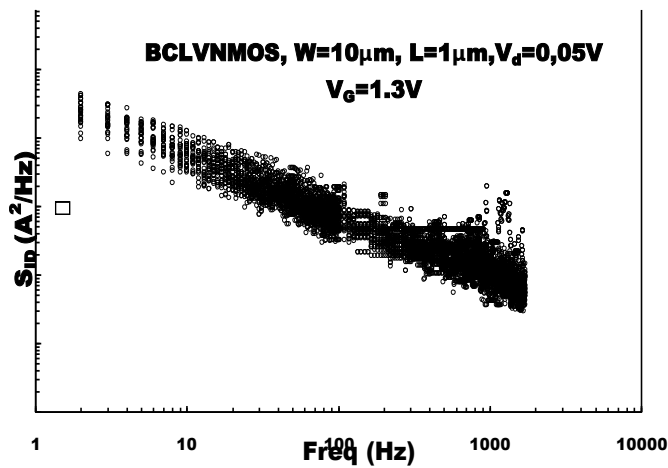
**Σχημα 4.16:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο drain current ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D=1.2\text{V}$  and  $V_G=1.3\text{V}$ (nMOS),  $V_G=1.5\text{V}$ (pMOS)



Σχημα 4.17: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο *drain current* ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D = 0.05\text{V}$  and  $V_G = 0.55\text{V}$



Σχημα 4.18: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο *drain current* ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D = 0.05\text{V}$  and  $V_G = 0.75\text{V}$ (nMOS),  $V_G = 0.9\text{V}$ (pMOS)



Σχημα 4.19: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου  $S_{ID}$  χαμηλής συχνότητας στο *drain current* ως προς συχνότητα, για BC low voltage nMOS (αριστερά) και BC low voltage pMOS (δεξιά).  $W = 10\mu\text{m}$ ,  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $V_D = 0.05\text{V}$  and  $V_G = 1.3\text{V}$ (nMOS),  $V_G = 1.3\text{V}$ (pMOS)

Αν και είναι νωρίς για να μπορέσουμε να βγάλουμε συμπεράσματα, μπορούμε να παρατηρήσουμε από τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις των φασματικών πυκνοτήτων, ότι ο θόρυβος στα pMOS Buried Channel είναι χαμηλότερος συγκριτικά με τα nMOS Buried Channel. Το οποίο θεωρητικά επιβεβαιώνεται. Επίσης, αν και τα παραπάνω φάσματα δεν έχουν υποστεί κάποια επεξεργασία ακόμα, μπορούμε να διαπιστώσουμε, έστω και πρόχειρα λόγω μη εμφάνισης της μέσης τιμής (mean) και της απόκλισης ( $2\sigma, -2\sigma$ ), ότι η θεωρία που αναπτύξαμε και αναλύσαμε στην ενότητα 3.2.4.3 μας βρίσκει ήδη σύμφωνους αφού παρατηρούμε μια αύξηση του θορύβου παράλληλα με την αύξηση του  $I_D$  και  $V_G$  αλλά βλέπουμε και την μείωση της διασποράς του θορύβου.

Αυτό θα γίνει ακόμα πιο ξεκάθαρο στη συνέχεια.

#### 4.2.2 Στατιστική ανάλυση θορύβου

Αρχικά έπρεπε να υπολογιστεί το  $\sigma$  (standard deviation) του θορύβου για κάθε σημείο πόλωσης. Επειδή ο flicker θόρυβος παρουσιάζει log-normal κατανομή, το  $\sigma$  έπρεπε να υπολογιστεί πάνω στο λογάριθμο της μετρημένης τιμής του θορύβου. Για λόγους συμβατότητας με τη βιβλιογραφία και έτσι ώστε να είναι πιο άμεσες οι συγκρίσεις, υπολογίστηκε το  $\sigma$  του  $\log(S_{Idf}/I_D^2)$ , δηλαδή του λογαρίθμου του μετρημένου θορύβου, διαιρεμένου με το τετράγωνο του ρεύματος και αναφερόμενου στο 1Hz. Το μέγεθος αυτό ( $S_{Idf}/I_D^2$ ) παρουσιάζει συμπεριφορά παρόμοια με το λόγο της κανονικοποιημένης διαγωγιμότητας ως προς το ρεύμα ( $G_m U_T/I_D$ ) όταν αναλυθεί ως προς την πόλωση.

Ήταν πολύ σημαντικό να εξάγουμε κάποιο μοντέλο που να επιβεβαιώνει την ορθότητα των μετρήσεων μας. Χρησιμοποιήθηκε ένα απλό μοντέλο το οποίο περιλαμβάνει τις δυο βασικές αιτίες της στατιστικής μεταβλητότητας του θορύβου, α) μείωση επιφάνειας όπου η μεταβλητότητα αυξάνεται λόγω RTS θορύβου καθώς έχουμε λιγότερες παγίδες στο οξείδιο και β) αύξηση επιπέδου αντιστροφής όπου η μεταβλητότητα του θορύβου μειώνεται λόγω του πιο ομοιόμορφου καναλιού σε υψηλότερες τιμές του  $V_G$ . Σε αυτήν την εργασία επικεντρωθήκαμε στην ανάλυση της στατιστικής του θορύβου ως προς την πόλωση αφού είχαμε διαθέσιμα τρανζίστορ μιας συγκεκριμένης επιφάνειας και από τα φάσματα που παρουσιάστηκαν πριν φαίνεται ξεκάθαρα ότι η αύξηση του  $V_G$  μειώνει τη μεταβλητότητα του θορύβου. Το απλό αυτό μοντέλο φαίνεται παρακάτω:

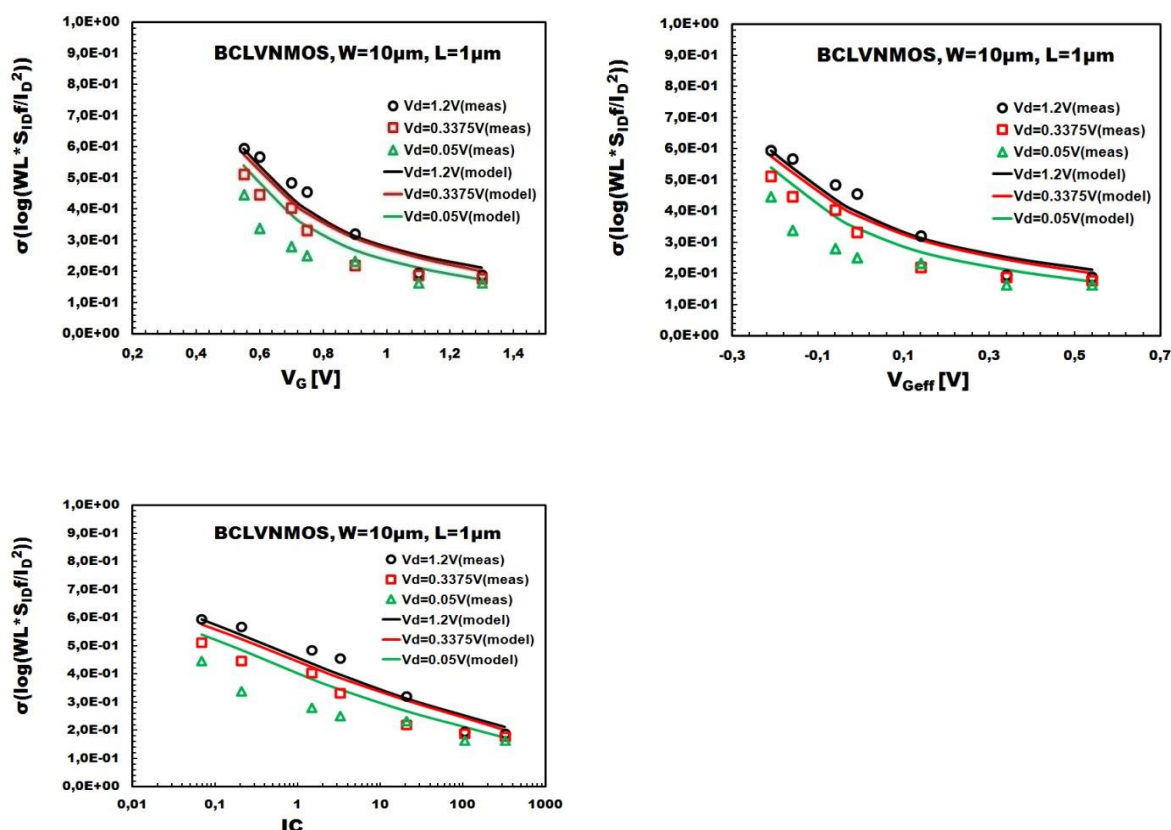
$$\sigma(\log(WL \frac{S_{Idf}}{I_D^2})) = \sqrt{\frac{A^2}{WL} + B^2 \frac{G_m U_T}{I_D}}$$

όπου το  $A$  είναι μία παράμετρος που συνδέεται με την μεταβλητότητα του αριθμού των παγίδων και εκφράζεται σε  $\mu\text{m}$  ενώ η παράμετρος  $B$  συνδέεται με την εξάρτηση της μεταβλητότητας του θορύβου με το επίπεδο αντιστροφής όπως και ο όρος  $G_m U_T / I_D$  ο οποίος γενικότερα θεωρείται πολύ σημαντικός στην κατανόηση της συμπεριφοράς των MOS διατάξεων. Τέλος να αναφερθεί ότι η μεταβλητότητα του θορύβου αναμένεται χαμηλότερη σε χαμηλότερα  $V_D$  [19] όπως και επιβεβαιώνεται από τις μετρήσεις μας αλλά αυτό το φαινόμενο δεν περιλαμβάνεται στο απλό μοντέλο που χρησιμοποιούμε.

Επίσης, σε αυτή την ενότητα θα χρησιμοποιηθεί και το  $V_{\text{Geff}}$ , το οποίο βρίσκεται αν από το  $V_G$  αφαιρέσουμε το  $V_{\text{th}}$ .

Αρχικά εξήχθησαν κοινές τιμές  $A$  και  $B$  από την περιοχή κορεσμού για όλες τις περιπτώσεις  $V_{DS}$  έτσι ώστε να έχουμε ένα ενιαίο μοντέλο. Για τιμές σύμφωνα με τον ακόλουθο πίνακα, έχουμε:

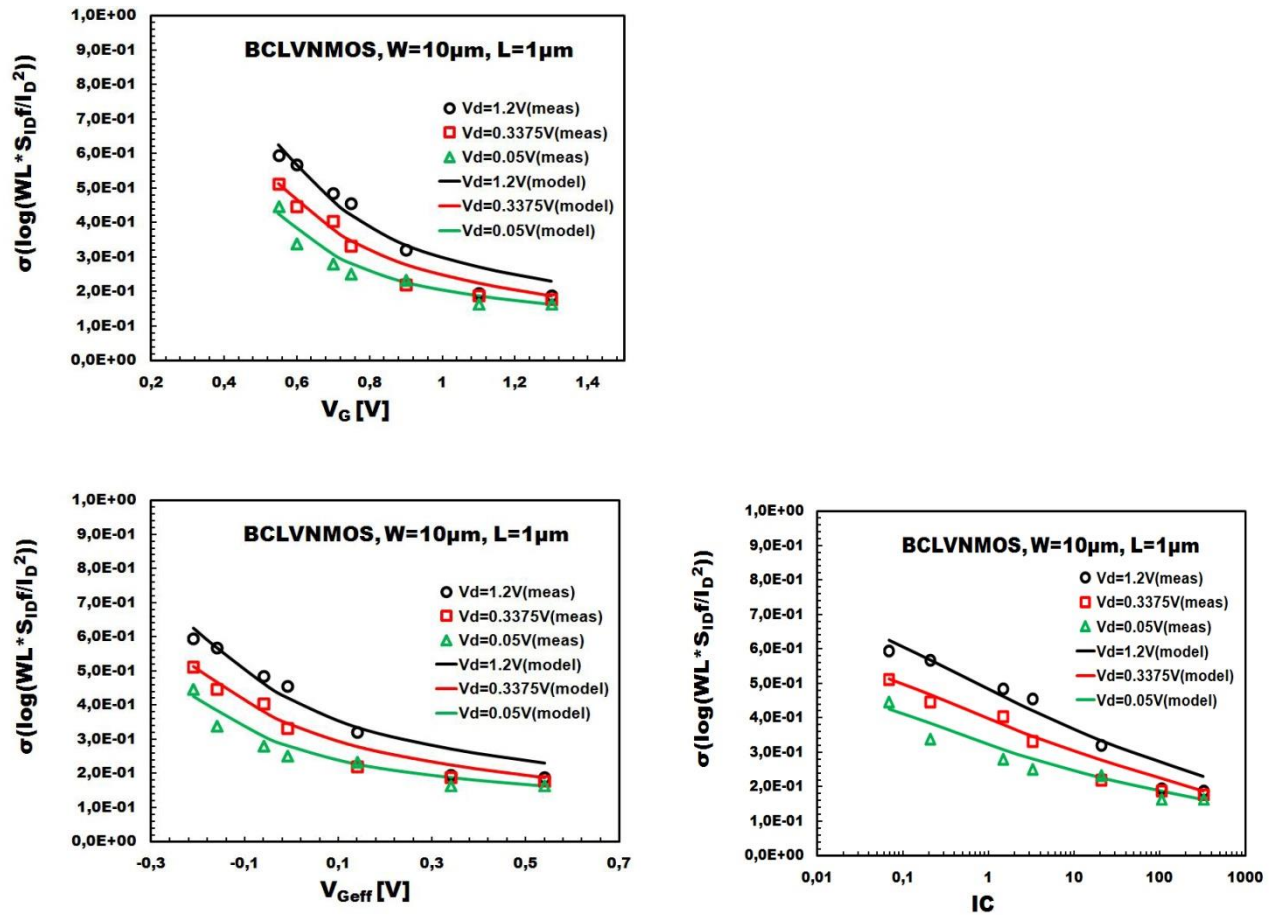
	$V_d=1,2\text{V}$	$V_d=0.3375\text{V}$	$V_d=0.05\text{V}$
$A(\mu\text{m})$	0.1	0.1	0.1
$B$	0,61	0,61	0,61



Σχήμα 4.25: BCLVNMOS.  $S_{ID} * F / I_D^2$  vs  $I_C$ .  $A=1E-07$ ,  $B=0.61$ .

Ενώ για διαφορετικές τιμές A,B για κάθε  $V_{DS}$  σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα, έχουμε:

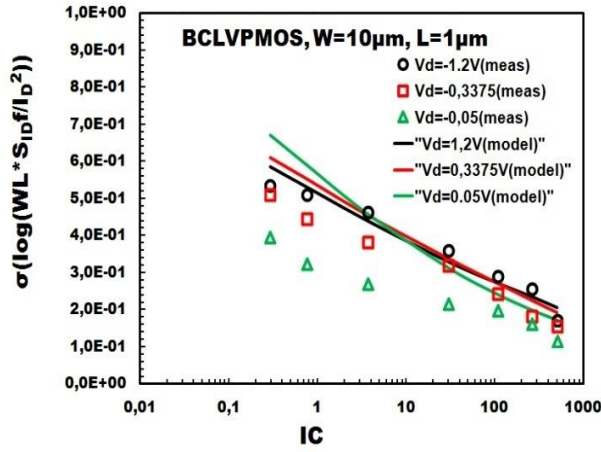
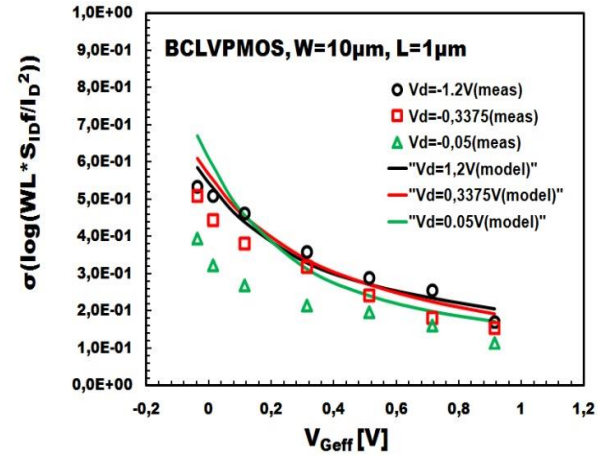
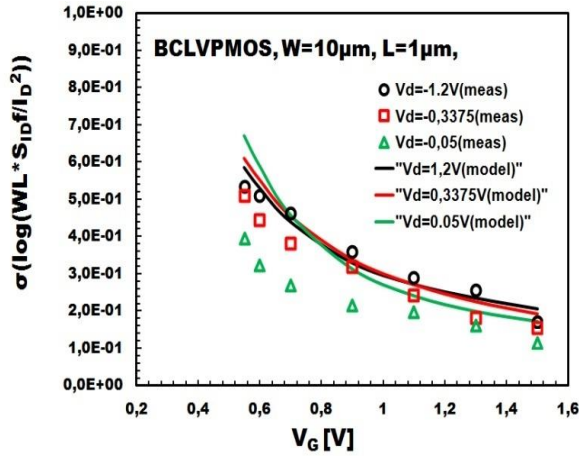
	$V_d=1,2V$	$V_d=0,3375V$	$V_d=0,05V$
A( $\mu m$ )	0,2	0,2	0,3
B	0,61	0,54	0,47



Σχήμα 4.26: BCLVNMOS.  $S_{ID} * F/I_D^2$  vs IC. Διαφορετικά A και B για κάθε  $V_D$

Ομοίως για BCLVPMOS με ίδιες τιμές A,B

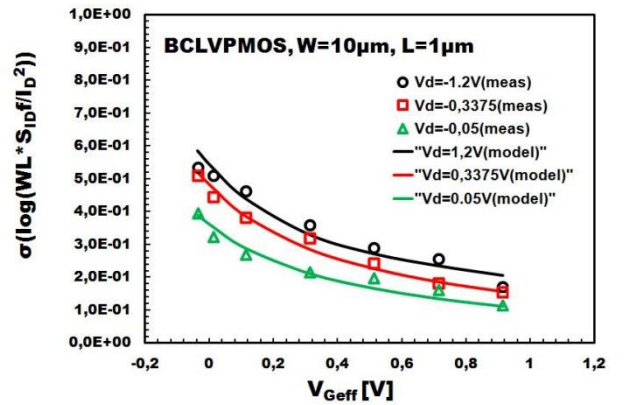
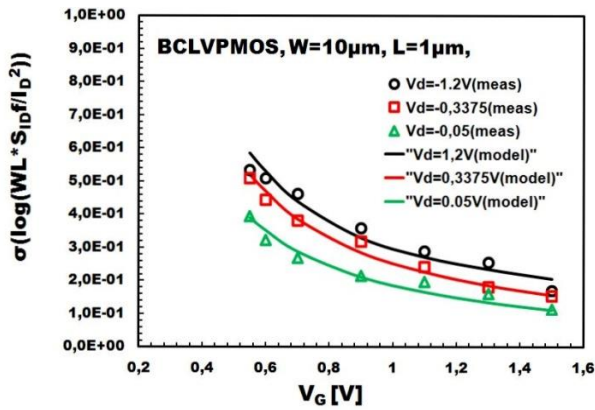
	$V_d=1,2V$	$V_d=0,3375$	$V_d=0,05V$
A( $\mu m$ )	0,3	0,3	0,3
B	0,7	0,7	0,7

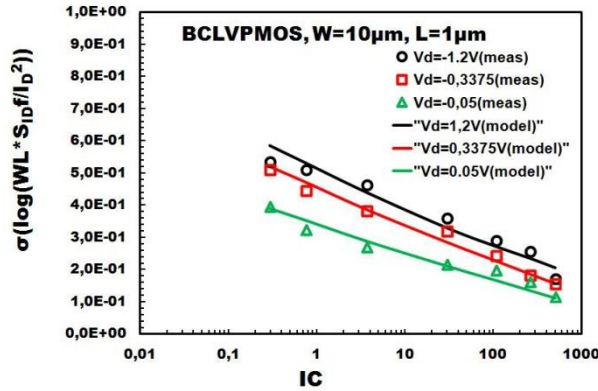


Σχήμα 4.27: BCLVMOS.  $S_{ID} * F / I_D^2$  vs IC. Σταθερό A,B.

Ενώ για διαφορετικές τιμές A,B:

	Vd=1,2V	Vd=0,3375V	Vd=0,05V
A(μm)	0,3	0,2	0,1
B	0,7	0,6	0,45





Σχήμα 4.28: BCLVPMOS.  $S_{ID} * F / I_D^2$  vs  $I_C$ . Διαφορετικά A και B για κάθε  $V_D$

#### 4.2.3 Ανάλυση θορύβου ως προς την πόλωση

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα σε γραφικές παραστάσεις, όπου ο άξονας των y αποτελείται από την φασματική πυκνότητα ισχύος στο drain, πολλαπλασιασμένη με τη συχνότητα των μετρήσεων και αναφερόμενη στο 1Hz και στον άξονα των x βρίσκεται το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_C$ .

Αρχικά θα εξηγήσουμε τι αντιπροσωπεύει κάθε ποσότητα στις γραφικές παραστάσεις που θα ακολουθήσουν και ακόμα πιο σημαντικό είναι να αναφέρουμε τον τρόπο που υπολογίστηκαν αυτές οι ποσότητες.

Όπως ήδη αναφέραμε στον κατακόρυφο άξονα έχουμε την ποσότητα  $S_{ID} * F$ , η οποία υπολογίστηκε ως εξής: πολλαπλασιάζουμε όλες τις μετρήσεις του θορύβου που έχουμε κάνει, για κάθε die του wafer και για κάθε τάση πύλης που εφαρμόστηκε, αντιστοίχως ξεχωριστά με τις συχνότητες των μετρήσεων. Στη συνέχεια αφού πλέον έχουμε δεδομένα θορύβου πολλαπλασιασμένα με συχνότητες, υπολογίζουμε τον μέσο όρο αυτών των δεδομένων για τις συχνότητες 10-20Hz. Η επιλογή των συχνοτήτων 10-20Hz έγινε λόγω του ότι σε αυτές τις συχνότητες επικρατεί κυρίως ο  $1/f$  θόρυβος, αποφεύγοντας έτσι τα φαινόμενα που οφείλονται σε θερμικό θόρυβο.

Η παραπάνω διαδικασία γίνεται για να μπορέσουμε να πάρουμε τον μέσο όρο της φασματικής πυκνότητας ισχύος του  $1/f$  θορύβου αναφερόμενου στο 1Hz, τον οποίο στην παρούσα ενότητα χρησιμοποιούμε και είναι εμφανής στις γραφικές που ακολουθούν. Ο μέσος όρος του  $S_{ID} * F$  (mean) είναι πολύ σημαντικός για την εργασία αυτή, γιατί μας βοηθάει να εξάγουμε ακριβή συμπεράσματα για την συμπεριφορά του θορύβου ως προς τις πολώσεις που εφαρμόσαμε  $V_D$  και  $V_G$  και τις κατόπιν συγκρίσεις μεταξύ τους. Ο μέσος όρος, όπως είναι και εμφανές από τις γραφικές, αναφέρεται ως solid line: mean. Δηλαδή η έντονη μαύρη γραμμή που φαίνεται σε κάθε γραφική αποτελεί τον μέσο όρο της φασματικής πυκνότητας ισχύος.

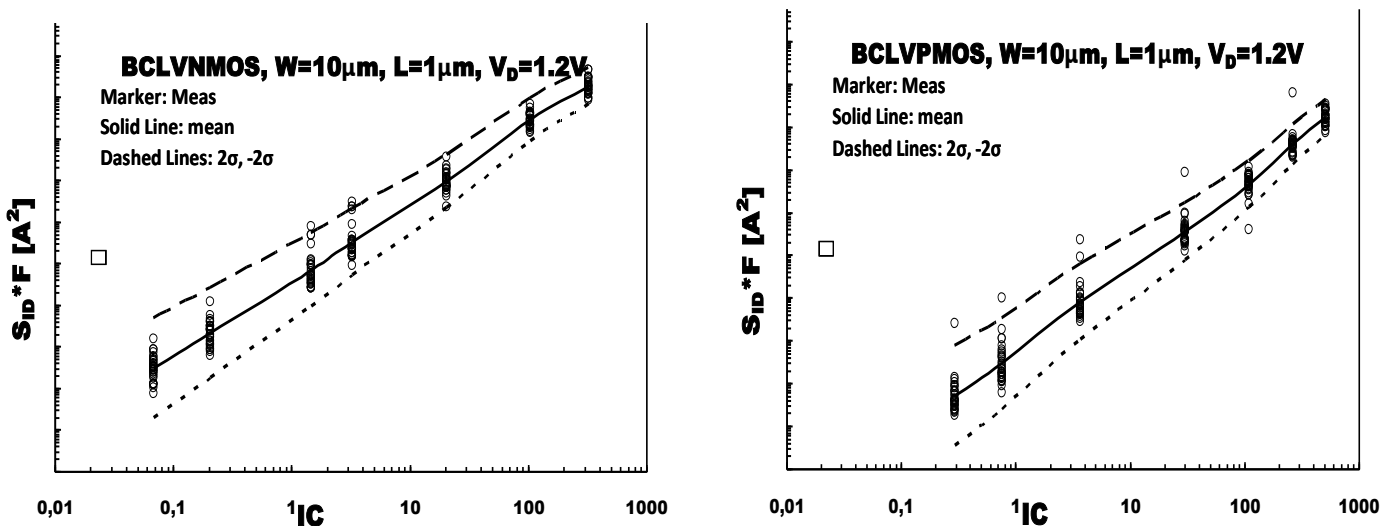
Στον οριζόντιο άξονα έχουμε το κανονικοποιημένο ρεύμα  $I_C$ , το οποίο υπολογίζεται από τη σχέση  $I_C = I_D / I_{spec}$ , όπου το  $I_D$  το παίρνουμε από τις μετρήσεις μας για κάθε  $V_G$ , που εφαρμόσαμε, ξεχωριστά. Γι' αυτό το λόγο άλλωστε παρατηρούμε στις γραφικές ότι υπάρχουν εφτά διακριτά σημεία, όσα και οι

διαφορετικές τιμές της τάσης πύλης που εφαρμόστηκε. Η αναπαράσταση ως προς IC σε όλες τις γραφικές μας, είναι μέγιστης σημασίας γιατί μας επιτρέπει να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του θορύβου κατά τη διαδικασία όπου η κατάσταση λειτουργίας της διάταξης μετατοπίζεται από ασθενή σε ισχυρή αντιστροφή. Γνωρίζουμε ότι για  $IC < 0.1$  έχουμε ασθενή αντιστροφή και για  $IC > 10$  ισχυρή αντιστροφή. Για τιμές  $0.1 < IC < 10$  έχουμε μέτρια αντιστροφή.

Επίσης, παρατηρούμε ότι υπάρχει στις γραφικές και όρος dashed lines:  $2\sigma$ ,  $-2\sigma$  και διακρίνονται ως διακεκομμένες γραμμές. Πρόκειται για την απόκλιση θορύβου πάνω από τον μέσο όρο και αναφέρεται ως  $2\sigma$  και για την απόκλιση κάτω του μέσου όρου και αναφέρεται ως  $-2\sigma$ . Οι δύο αυτές ποσότητες είναι εξίσου σημαντικές με τον μέσο όρο, γιατί μας επιτρέπουν να ελέγχουμε τη διασπορά του θορύβου για κάθε σημείο πόλωσης, βγάζοντας έτσι συμπεράσματα ή και ελέγχοντας αν συμβαδίζουμε με την θεωρία όπως και έγινε από την μελέτη μας στο προηγούμενο κεφάλαιο.

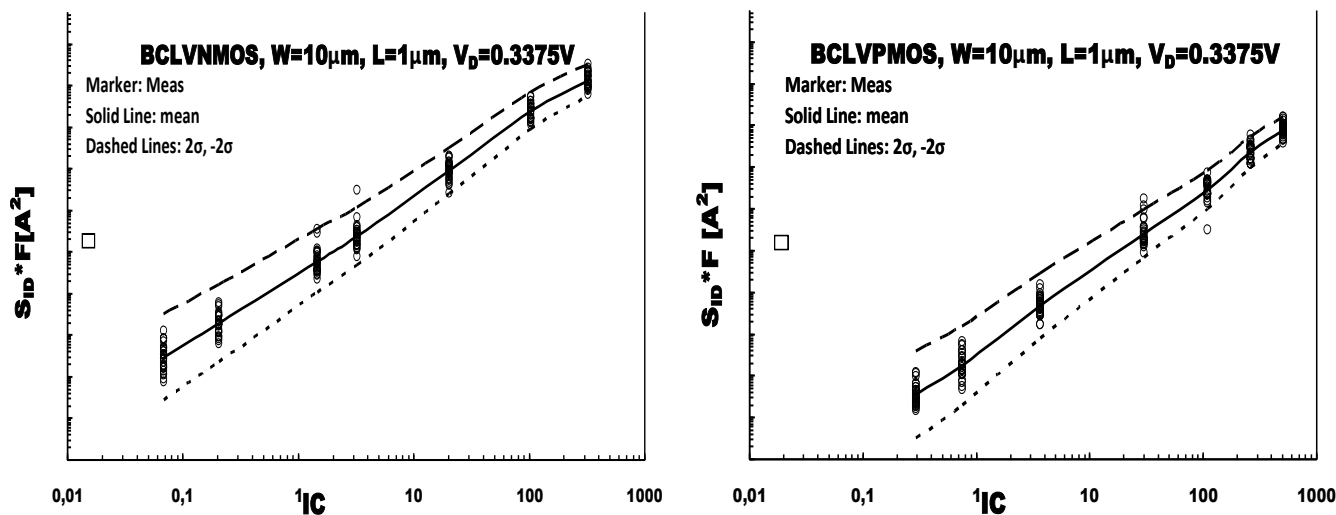
Ο υπολογισμός του  $2\sigma$  και του  $-2\sigma$  έγινε ακολουθώντας την εξής σχέση:  
 $2\sigma = \text{mean} * 10^{2\sigma}$  και  $-2\sigma = \text{mean} * 10^{-2\sigma}$ , όπου το mean όπως αναφέραμε προηγουμένως είναι ο μέσος όρος του θορύβου και τα  $\sigma$  και  $-\sigma$  είναι αυτά του μοντέλου που εφαρμόστηκε και αναλύθηκαν στην ενότητα 4.2.2. Ο υπολογισμός έγινε φυσικά με την ίδια σχέση που περιγράφηκε στην πιο πάνω ενότητα.

Τέλος με τον όρο Marker: meas στις γραφικές παραστάσεις εννοούμε τις μετρήσεις θορύβου που έχουμε κάνει. Αυτό σημαίνει ότι κάθε διακριτό σημείο στις γραφικές είναι οι μετρήσεις για όλα τα dies για μία συγκεκριμένη κάθε φορά τάση πύλης  $V_G$ . Δηλαδή, για παράδειγμα στην αριστερή εικόνα του 4.18 το πρώτο σημείο της γραφικής είναι όλες οι μετρήσεις και για τα 30 dies για την συγκεκριμένη  $V_G$  και επειδή αναφερόμαστε σε nMOS εννοούμε την  $V_G = 0.55V$ . Με τον ίδιο τρόπο ερμηνεύονται και τα υπόλοιπα.

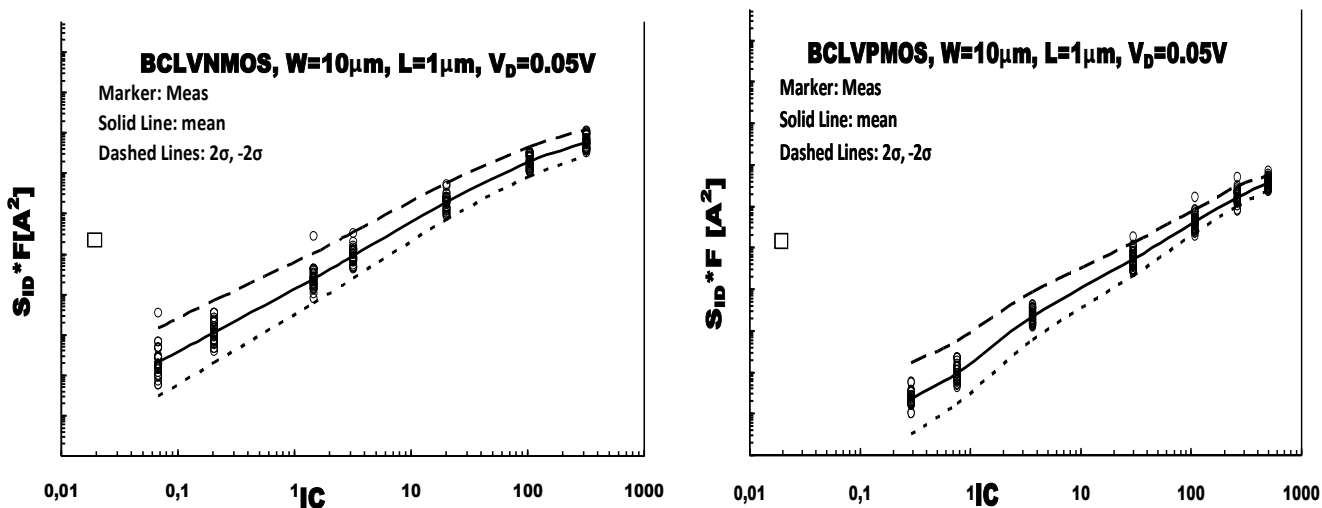


**Σχήμα 4.18:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας σε *drain current* ως προς  $I_C$  για Buried Channel Low Voltage pMOS και nMOS για  $V_D = 1.2V$



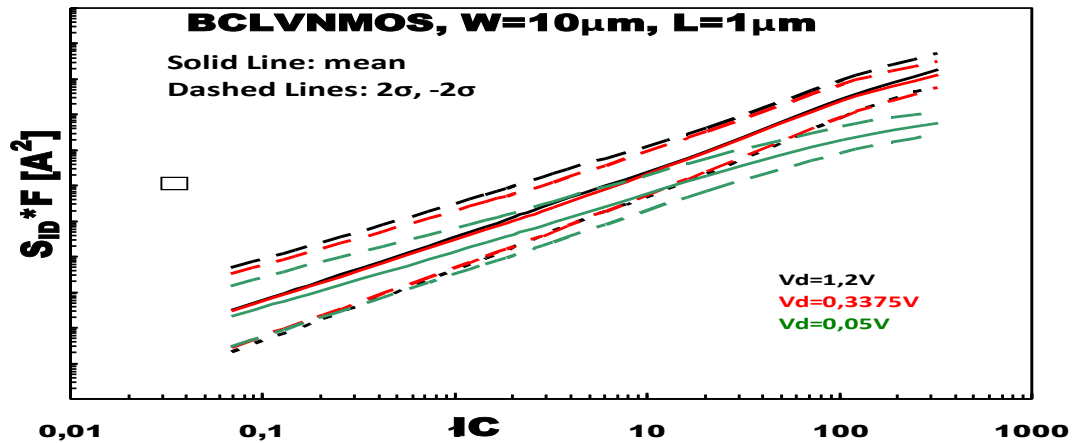


**Σχήμα 4.19:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας σε *drain current* ως προς *I<sub>C</sub>* για Buried Channel Low Voltage pMOS και nMOS για  $V_D=0.3375V$



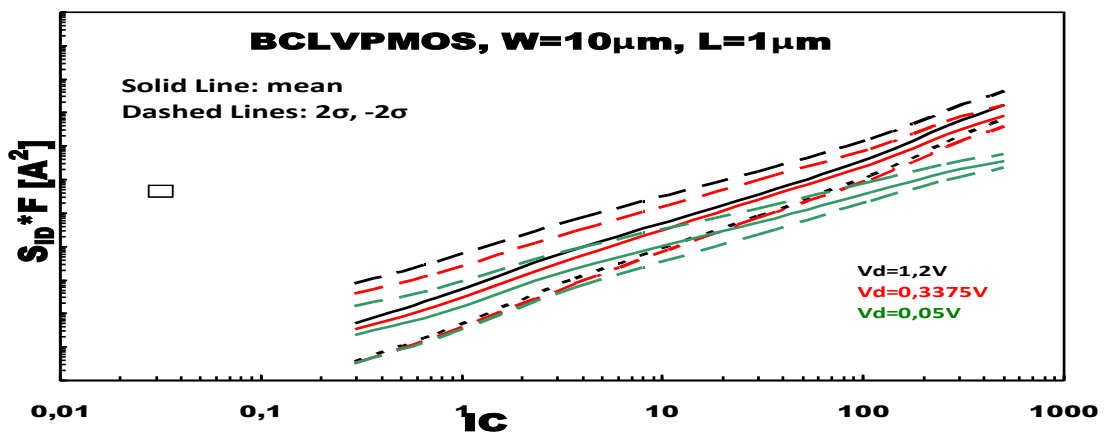
**Σχήμα 4.20:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας σε *drain current* ως προς *I<sub>C</sub>* για Buried Channel Low Voltage pMOS και nMOS για  $V_D=0.05V$ .

Στη συνέχεια θα δείξουμε το πώς συγκρίνονται τα παραπάνω δεδομένα μεταξύ τους, συμπύσσοντας σε μία γραφική παράσταση και τις τρεις των παραπάνω που αφορούν ξεχωριστή διάταξη κάθε φορά. Χρωματίζουμε με διαφορετικά χρώματα τις διαφορετικές πολώσεις κάθε φορά, ώστε να είναι πιο εύκολα σε άμεση σύγκριση.



Σχήμα 4.21: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας σε drain current ως προς  $I_C$  για Buried Channel Low Voltage nMOS για  $V_D=1.2V$ ,  $V_D=0.3375V$ ,  $V_D=0.05V$

Όπως ήταν αναμενόμενο, παρατηρούμε αύξηση της μέσης τιμής της φασματικής πυκνότητας ισχύος του  $1/f$  θορύβου, δηλαδή μεγαλύτερο θόρυβο, όσο υπάρχει αύξηση της  $V_D$ . Στην συγκεκριμένη γραφική η διαφορά του  $V_D=1.2V$  με το  $V_D=0.3375V$  δεν είναι ευδιάκριτη, αλλά και πάλι βλέπουμε ότι υπάρχει όντως αύξηση του θορύβου.



Σχήμα 4.22: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας σε drain current ως προς  $I_C$  για Buried Channel Low Voltage pMOS  $V_D=1.2V$ ,  $V_D=0.3375V$ ,  $V_D=0.05V$

Ομοίως, αναμενόμενο θεωρητικά που μας διαπιστώνει και στην πράξη, παρατηρούμε ξεκάθαρη διαφορά μεγέθους του μέσου όρου του θορύβου ανάλογα με το  $V_D$  που έχουμε εφαρμόσει. Δηλαδή, μεγαλύτερο  $V_D$  σημαίνει και μεγαλύτερο θόρυβο τόσο στα pMOS όσο και στα nMOS Buried Channel.

Συνολικό και σημαντικό συμπέρασμα και για τις δύο διατάξεις είναι, η παρατήρηση από τις συνδυαστικές γραφικές τους, ότι όσο αυξάνεται το  $V_G$  τόσο μειώνεται η διασπορά του θορύβου αφού είναι εμφανές ότι ελαττώνεται κατά πολύ η απόσταση μεταξύ του  $2\sigma$  και του  $-2\sigma$ . Επίσης σημαντικό και για τις δύο διατάξεις είναι ότι όσο περνάει λειτουργία από την ασθενή στην μέση αντιστροφή και ύστερα στην ισχυρή

αντιστροφή, έχουμε μεγάλη αύξηση του θορύβου, το οποίο έχει αναφερθεί και αναλυθεί θεωρητικά στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Παρακάτω θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά της φασματικής πυκνότητας ισχύος flicker noise στην πύλη ως προς την πόλωση (IC). Τα δεδομένα που επεξεργάστηκαν αποτυπώνονται στην παρούσα ενότητα σε γραφικές παραστάσεις, των οποίων ο οριζόντιος άξονας όπως και στην προηγούμενη ενότητα αποτελείται από το IC. Στον κατακόρυφο άξονα έχουμε την ποσότητα  $S_{VG} * F$ .

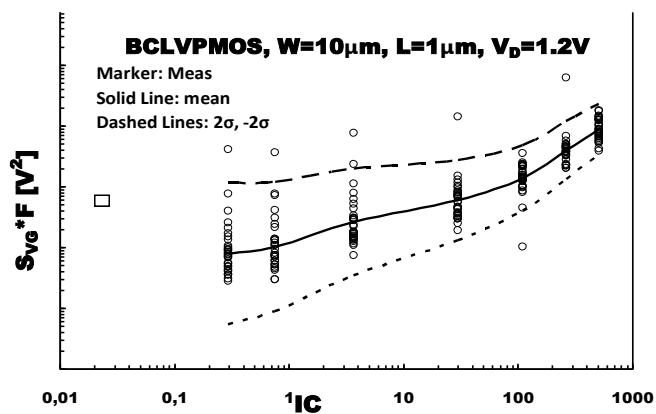
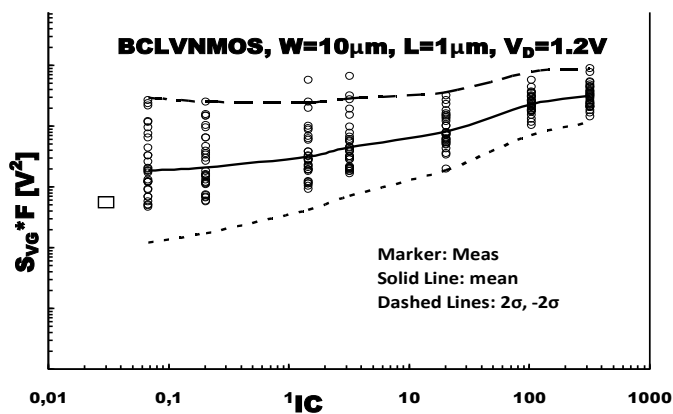
Ο όρος αυτός αντιπροσωπεύει την φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο gate και έχει μεγάλο ενδιαφέρον και σαν ποσότητα αλλά και ο τρόπος υπολογισμού του. Να αναφέρουμε αρχικά ότι υπολογίστηκε σύμφωνα με τη σχέση:  $S_{VG} = S_{ID} * F / g_m^2$ . Όπου  $g_m$  η διαγωγιμότητα την οποία παίρνουμε από τις μετρήσεις μας. Το  $S_{ID} * F$  είναι βεβαίως αυτό που υπολογίστηκε στην παραπάνω ενότητα. Για να υπολογίσουμε το  $S_{VG}$ , ομαδοποιούμε τις διαγωγιμότητες ανά  $V_G$  και για όλα τα dies που μετρήσαμε. Διαιρούμε το γνωστό πλέον  $S_{ID} * F$  με τα τετράγωνα των διαγωγιμοτήτων και έχουμε πλέον τα δεδομένα  $S_{VG} * F$  ομαδοποιημένα ανά  $V_G$  και για όλα τα dies. Στη συνέχεια, αφού βρούμε τους μέσους όρους των τετραγώνων των διαγωγιμοτήτων, πορευόμαστε σύμφωνα με την σχέση  $meanS_{VG} = meanS_{ID} * F / mean_{gm}^2$  και βρίσκουμε τον μέσο όρο της φασματικής πυκνότητας ισχύος του 1/f θορύβου στο gate και αυτό το έχουμε για κάθε  $V_G$  που εφαρμόσαμε ξεχωριστά.

Ομοίως με την προηγούμενη ενότητα παρατηρούμε ότι έχουμε στις γραφικές τον όρο marker: meas. Όπως και πριν αποτελεί όλες τις μετρήσεις όλων των dies και πάλι κάθε διακριτό σημείο στις γραφικές είναι οι μετρήσεις για όλα τα dies για μία συγκεκριμένη κάθε φορά τάση πύλης  $V_G$ .

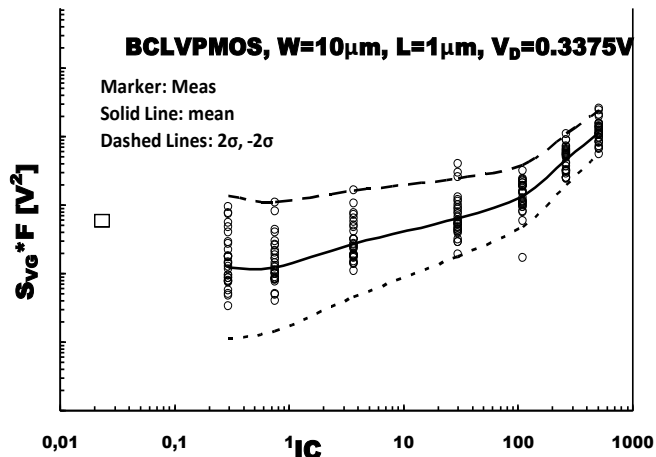
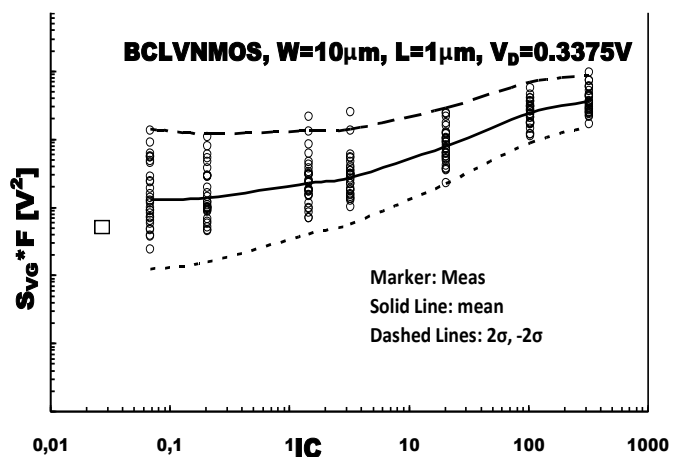
Το solid: mean αντιπροσωπεύει την μέση τιμή που περιγράψαμε προηγουμένως και εμφανίζεται με έντονη μαύρη γραμμή στις γραφικές.

Ομοίως και τα  $2\sigma$  και  $-2\sigma$  που αποτελούν την άνω απόκλιση και κάτω απόκλιση και ουσιαστικά αντιπροσωπεύουν τη διασπορά του θορύβου. Ο τρόπος υπολογισμού τους ακολουθεί τις σχέσεις:

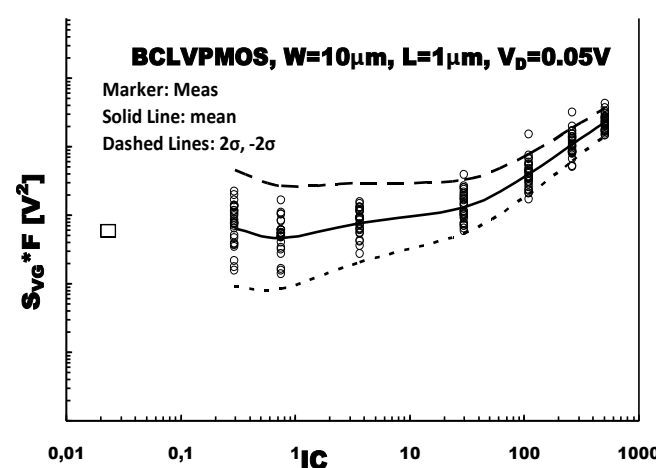
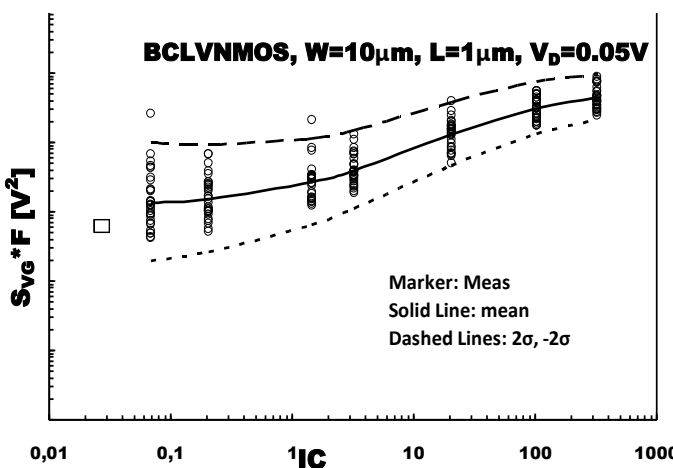
$2\sigma = meanS_{VG} * 10^{2\sigma}$  και αντίστοιχα  $-2\sigma = meanS_{VG} * 10^{-2\sigma}$  και εμφανίζονται ως μαύρες διακεκομμένες γραμμές στις γραφικές.



Σχήμα 4.23: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο gate ως προς  $1/IC$  για Buried Channel Low Voltage pMOS και nMOS για  $V_D=1.2\text{V}$ .

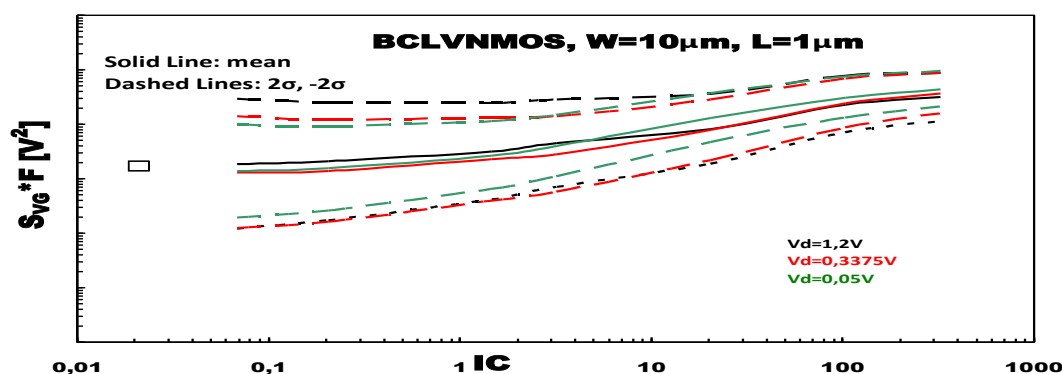


Σχήμα 4.24: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο gate ως προς  $1/IC$  για Buried Channel Low Voltage pMOS και nMOS για  $V_D=0.3375\text{V}$ .

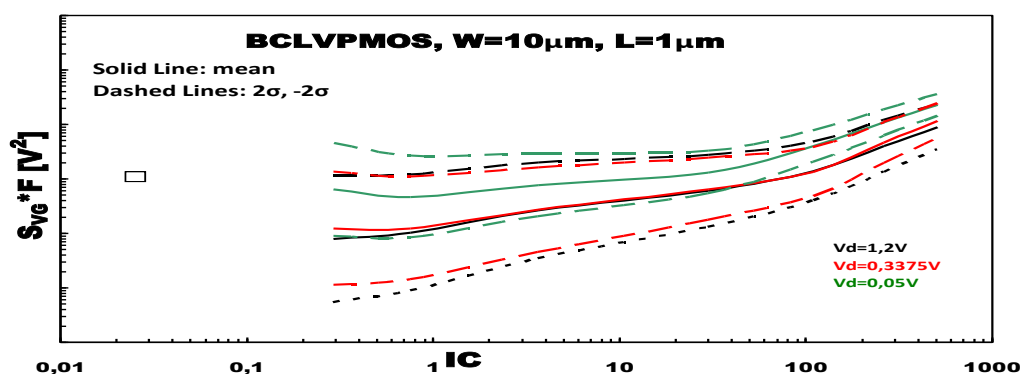


Σχήμα 4.25: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο gate ως προς  $1/IC$  για Buried Channel Low Voltage pMOS και nMOS για  $V_D=0.05\text{V}$ .

Στη συνέχεια θα δείξουμε το πώς συγκρίνονται τα παραπάνω δεδομένα μεταξύ τους, συμπύσσοντας σε μία γραφική παράσταση και τις τρεις των παραπάνω που αφορούν ξεχωριστή διάταξη κάθε φορά. Χρωματίζουμε με διαφορετικά χρώματα τις διαφορετικές πολώσεις κάθε φορά, ώστε να είναι πιο εύκολα σε άμεση σύγκριση.



Σχήμα 4.26: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο gate ως προς  $I_G$  για Buried Channel Low Voltage nMOS  $V_D=1.2V$ ,  $V_D=0.3375V$ ,  $V_D=0.05V$



Σχήμα 4.27: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο gate ως προς  $I_G$  για Buried Channel Low Voltage pMOS  $V_D=1.2V$ ,  $V_D=0.3375V$ ,  $V_D=0.05V$

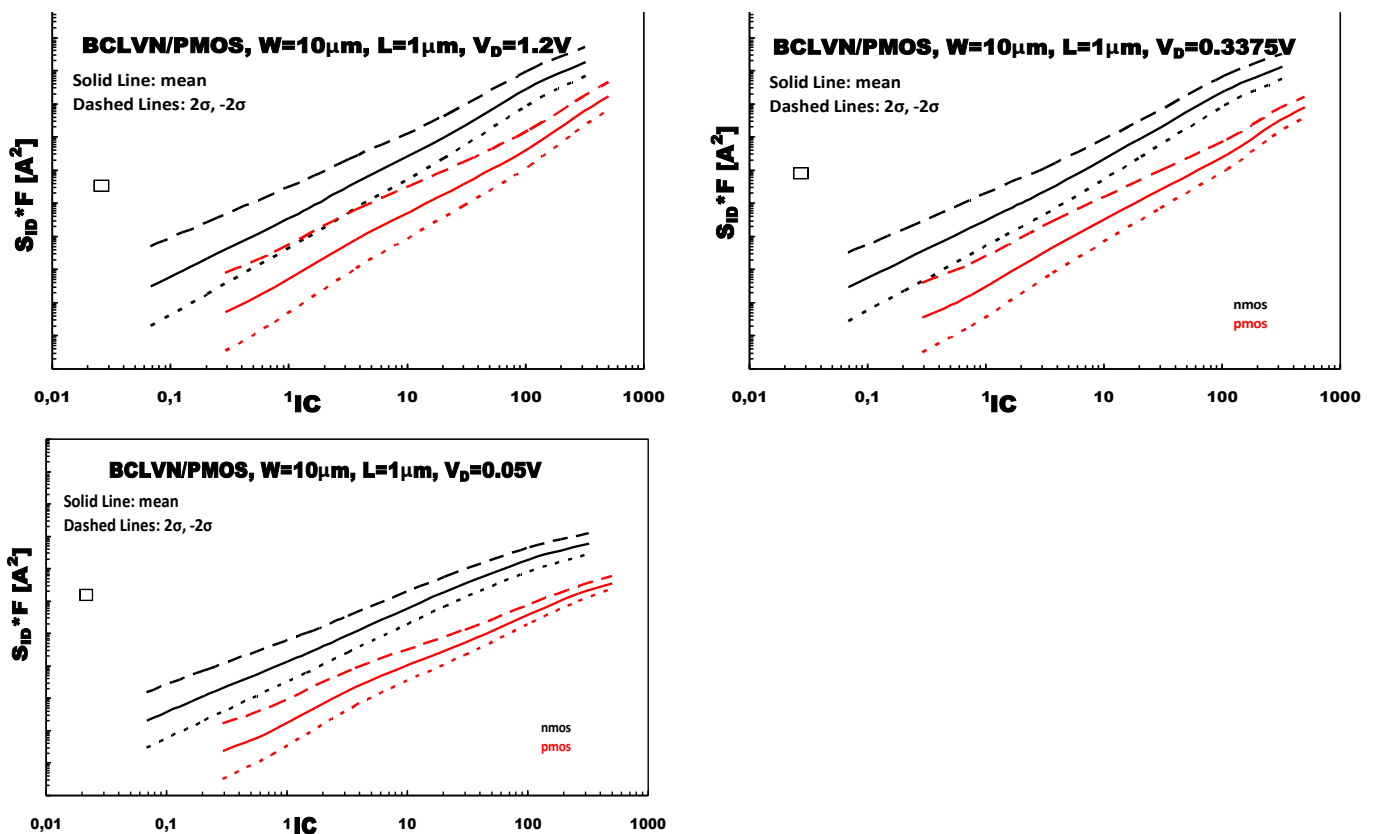
Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τις παραπάνω γραφικές και ιδιαίτερα από τις γραφικές που αποτελούν συνδυασμό των διατάξεων, είναι και πάλι αυτά που έχουμε ήδη αναφέρει σε θεωρητικό επίπεδο. Δηλαδή, όσο η λειτουργία των διατάξεων περνάει από ασθενή αντιστροφή σε μέτρια και τέλος σε ισχυρή αντιστροφή, έχουμε αύξηση της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου στο gate άρα και μεγαλύτερο θόρυβο. Επίσης όσο αυξάνεται το  $V_G$  παρατηρούμε και πάλι σημαντική μείωση της διασποράς του θορύβου. Τα αποτελέσματα της επεξεργασίας των μετρήσεων, που έγιναν στις τελευταίες ενότητες είναι πολύ σημαντικά γιατί αφενός μας δίνουν ξεκάθαρη εικόνα της συμπεριφοράς του θορύβου ως προς την πόλωση και αφετέρου μας επιβεβαιώνουν την θεωρία με την πράξη.

#### 4.2.4 Σύγκριση μεταξύ BCLVN (Buried Channel low voltage nMOS) και BCLVP (Buried Channel low voltage pMOS)

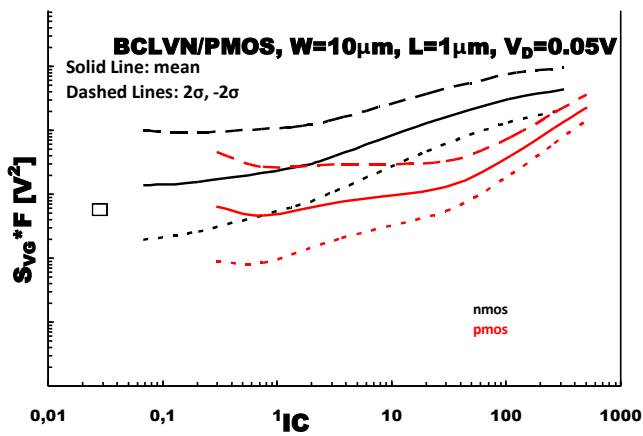
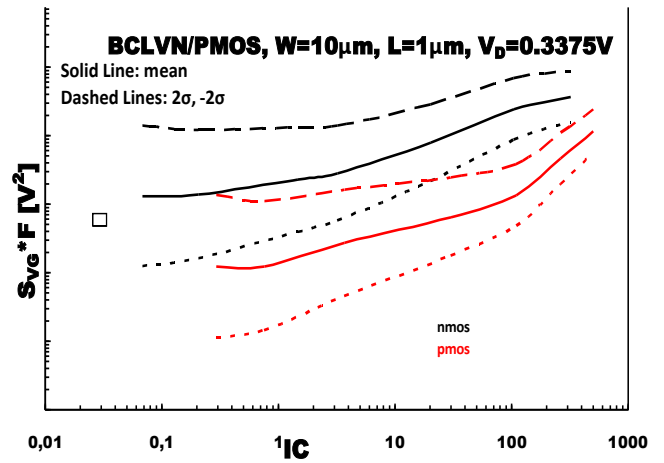
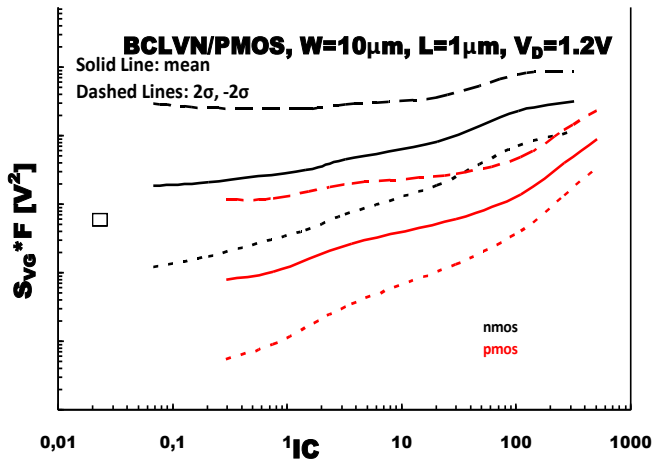
Σκοπός αυτής της ενότητας είναι να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα μεταξύ των διατάξεων nMOS και pMOS, έτσι ώστε, εκτός από τα αποτελέσματα της εσωτερικής σύγκρισης των διατάξεων ως προς διαφορετικές πολώσεις, να μπορούμε και πρακτικά πλέον να αποφανθούμε για το ποιός τύπος Buried Channel, έχει καλύτερη απόδοση. Θεωρητικά γνωρίζουμε ότι τα pMOS εμφανίζουν χαμηλότερο θόρυβο από τα nMOS και παρακάτω επιβεβαιωνόμαστε και πειραματικά.

Η σύγκριση που πραγματοποιήθηκε βασίζεται στη φασματική πυκνότητα ισχύος του flicker noise στο drain και στο gate, ως προς IC.

Κάθε σύγκριση μεταξύ nMOS και pMOS γίνεται για συγκεκριμένο  $V_D$ . Ουσιαστικά οι παρακάτω γραφικές είναι συνδυασμοί των γραφικών παραστάσεων των δύο προηγούμενων ενότητων. Οι μαύρες έντονες γραμμές είναι ο μέσος όρος θορύβου για διατάξεις nMOS και οι διακεκομμένες μαύρες γραμμές τα  $2\sigma$  και  $-2\sigma$  του nMOS. Αντίστοιχα με κόκκινο χρώμα είναι για διατάξεις pMOS.



**Σχήμα 4.28:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain ως προς  $I_C$ . Σύγκριση μεταξύ nMOS και pMOS.



**Σχήμα 4.29:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο gate ως προς  $I_C$ . Σύγκριση μεταξύ nMOS και pMOS

Όπως παρατηρούμε στα σχήματα 4.28 και 4.29, η φασματική πυκνότητα θορύβου χαμηλής συχνότητας τόσο στο gate όσο και στο drain είναι μεγαλύτερη στα nMOS από τα pMOS και αυτό συμβαίνει για οποιοδήποτε  $V_D$ . Οπότε είμαστε πλέον σίγουροι και πειραματικά αλλά και θεωρητικά ότι τα nMOS Buried Channel εμφανίζουν μεγαλύτερα επίπεδα θορύβου από τα αντίστοιχα pMOS.

Επίσης παρατηρείται ότι η διασπορά του θορύβου στις nMOS διατάξεις είναι ελαφρά μεγαλύτερη από τις pMOS διατάξεις και είναι ενδιαφέρον ακόμη ότι υπάρχει στα pMOS μεγαλύτερη ελάττωση της διασποράς με την αύξηση του  $V_G$  από τα nMOS.

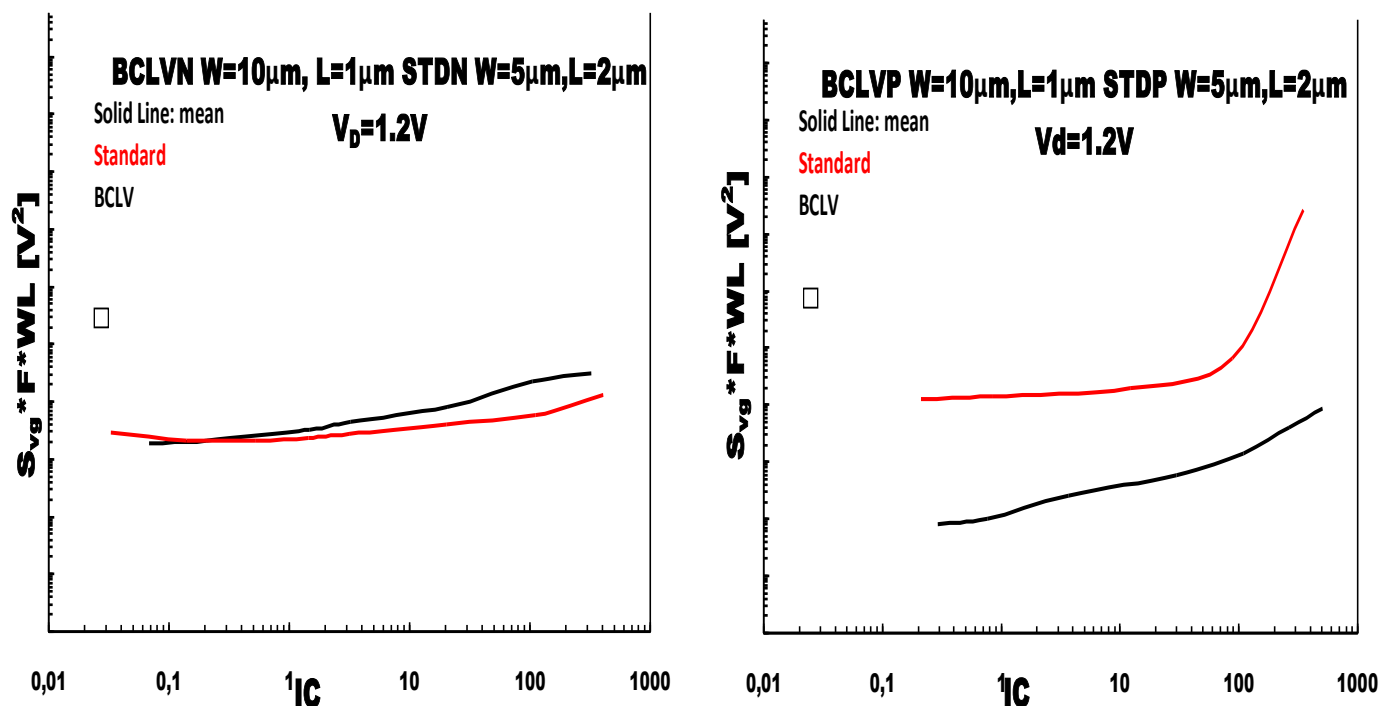
#### 4.2.5 Σύγκριση μεταξύ Buried Channel MOSFET και Standard MOSFET

Ένα πολύ ενδιαφέρον θέμα, εκτός της σύγκρισης μεταξύ nMOS και pMOS του ίδιου τύπου MOSFET, είναι η σύγκριση μεταξύ διαφορετικών τύπων τρανζίστορ. Συγκρίνουμε τα Buried Channel MOSFET με τα Standard MOSFET, ώστε να δούμε ποιός από τους δύο τύπους τρανζίστορ είναι αποδοτικότερος.

Να αναφέρουμε ότι τα Buried Channel είναι γεωμετρίας  $W=10\mu\text{m}$ ,  $L=1\mu\text{m}$  ενώ τα Standard στα οποία είχαμε μετρήσεις είναι γεωμετρίας  $W=5\mu\text{m}$ ,  $L=2\mu\text{m}$ .

Η σύγκριση έγινε ως προς την κανονικοποιημένη μορφή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων, που προκύπτει αν πολλαπλασιαστεί ο όρος  $S_{VG} \cdot F$  με το εμβαδό του καναλιού, δηλαδή με  $W \cdot L$ .

Στις παρακάτω γραφικές παρουσιάζονται μόνο η μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος για κάθε διάταξη και εμφανίζεται με έντονη γραμμή, με μαύρο χρώμα για Buried Channel και με κόκκινο για Standard MOS τρανζίστορ.



**Σχήμα 4.30:** (αριστερά) Σύγκριση BCLVN με STDN με  $V_D=1.2V$ . (δεξιά) Σύγκριση BCLVP με STDP με  $V_D=1.2V$ .

Από τις δυο γραφικές παραστάσεις, στη σύγκριση για τις nMOS διατάξεις δυστυχώς δεν μπορεί να βγει κάποιο ξεκάθαρο μήνυμα δεδομένου ότι οι διαφορές



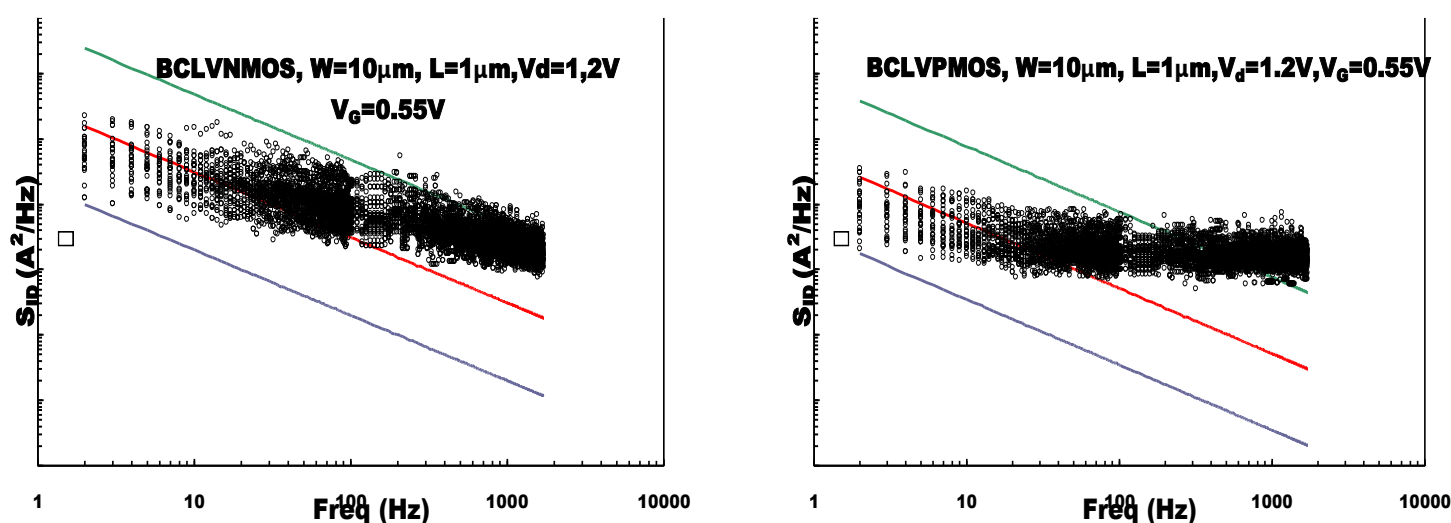
είναι μικρές. Ιδίως αν παρατηρήσουμε τις περιοχές όπου η λειτουργία των διατάξεων βρίσκεται σε ασθενή αντιστροφή και στην αρχή της μέτριας αντιστροφής, βλέπουμε ότι οι φασματικές πυκνότητες και των δύο είναι αρκετά κοντά. Πολύ πιθανόν να είχαμε πολύ καλύτερο αποτέλεσμα αν συγκρίναμε διατάξεις nMOS ίδιων διαστάσεων.

Αντιθέτως από τη γραφική παράσταση της σύγκρισης των pMOS διατάξεων, τα αποτελέσματα είναι αδιαμφισβήτητα. Φαίνεται ξεκάθαρα ότι γενικώς τα STD pMOS τρανζίστορ εμφανίζουν πολύ μεγαλύτερο θόρυβο από τα αντίστοιχα Buried Channel. Πιο λεπτομερώς μπορούμε να δούμε ότι κατά τη συνολική διάρκεια αύξησης της  $V_G$  που εφαρμόστηκε, η φασματική πυκνότητα ισχύος του  $1/f$  θορύβου ήταν πάντα μεγαλύτερη στα STD pMOS.

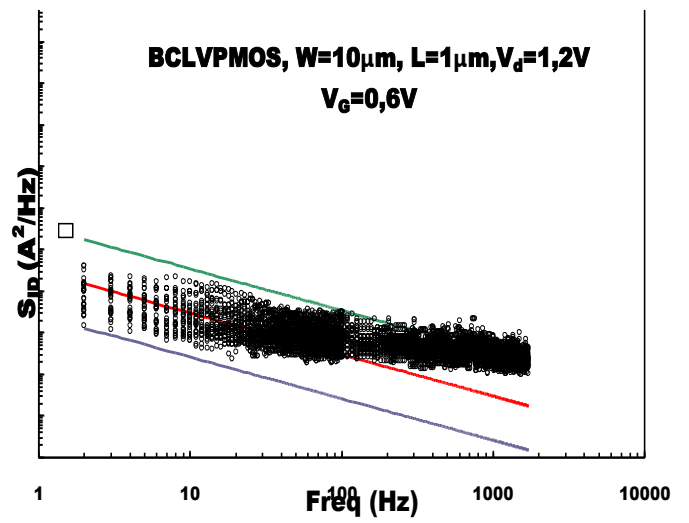
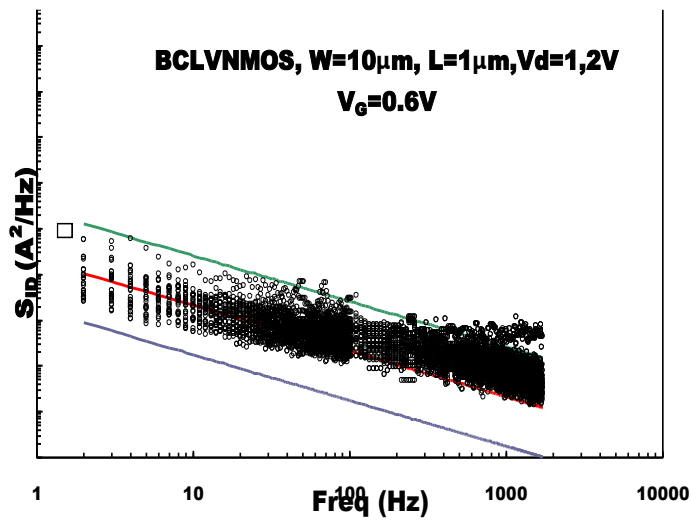
Επίσης πολύ ενδιαφέρον είναι η συμπεριφορά της φασματικής πυκνότητας ισχύος ως προς IC. Βλέπουμε ότι όταν η κατάσταση λειτουργίας των διατάξεων βρίσκεται σε ισχυρή αντιστροφή, τότε ο θόρυβος, στα STD pMOS, από ένα συγκεκριμένο σημείο και μετά αυξάνεται με πολύ μεγάλο ρυθμό, δηλώνοντας ότι και σε πολύ ισχυρή αντιστροφή τα Buried Channel αποδεικνύονται αποδοτικότερα.

### 4.3 Φασματικές απεικονίσεις θορύβου προς συχνότητα

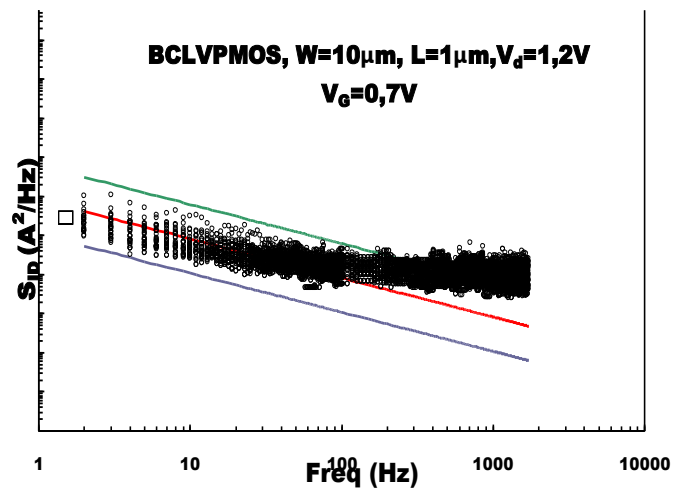
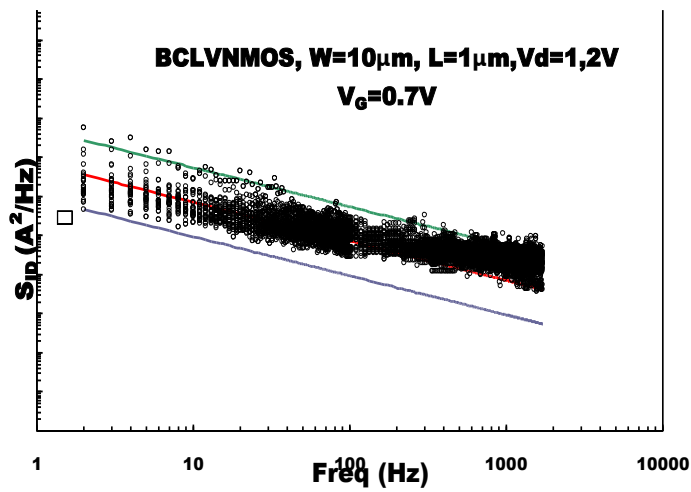
Οι γραφικές παραστάσεις απεικόνισης της φασματικής πυκνότητας ισχύος στο drain ως προς τη συχνότητα, οι οποίες δόθηκαν στην αρχή του κεφαλαίου, χωρίς όμως την επεξεργασία ώστε να εμφανίζουν την μέση τιμή (mean) και τη διασπορά του θορύβου. Κάποιες από τις παρακάτω γραφικές χρησιμοποιήθηκαν και στο κεφάλαιο 3.



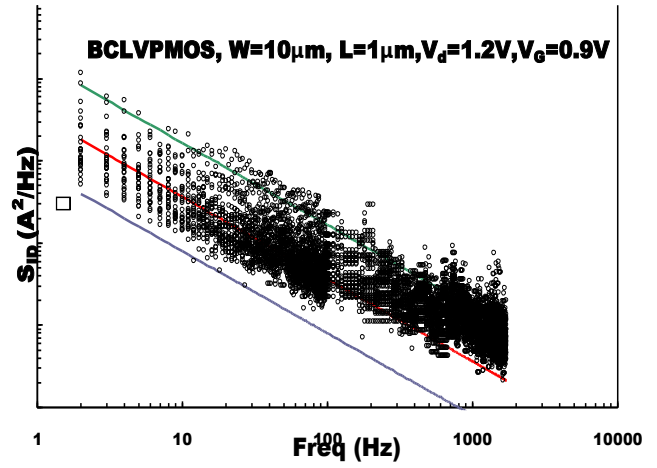
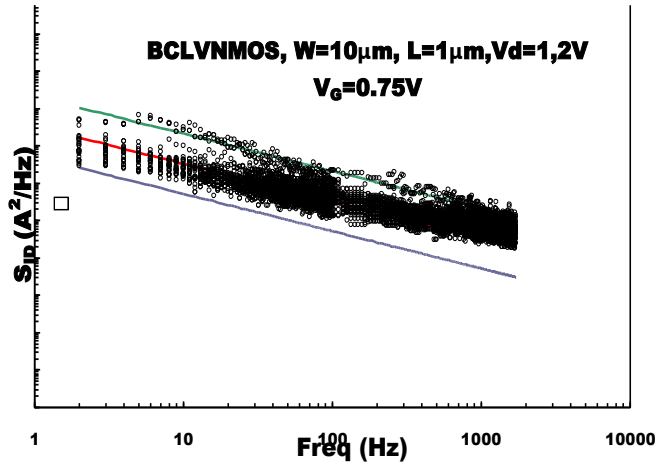
**Σχήμα 4.31:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανή την μέση τιμή.  $V_D=1.2V$ ,  $V_G=0.55V$



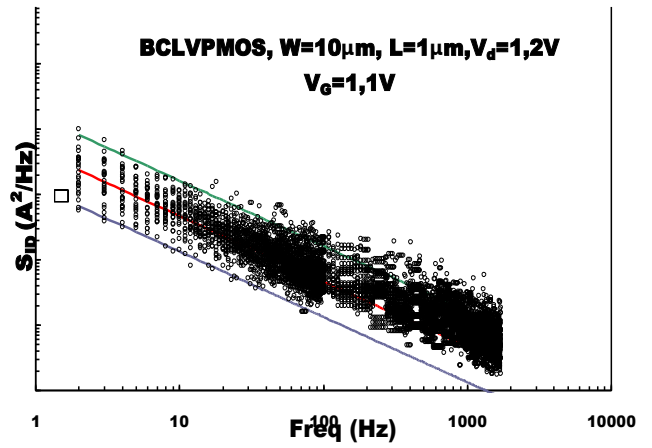
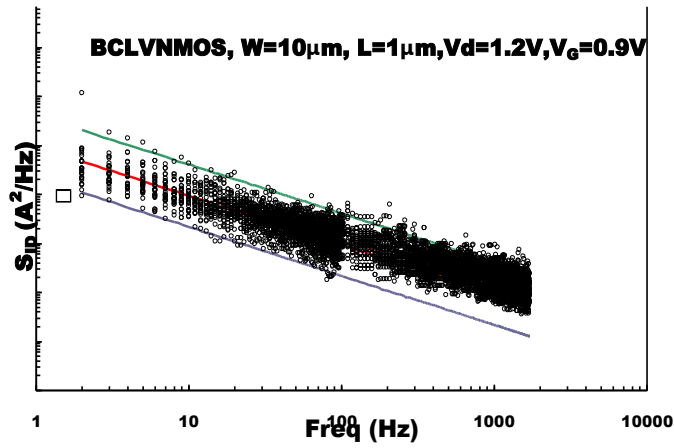
Σχήμα 4.32: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανή την μέση τιμή.  $V_D=1.2\text{V}$ ,  $V_G=0.6\text{V}$



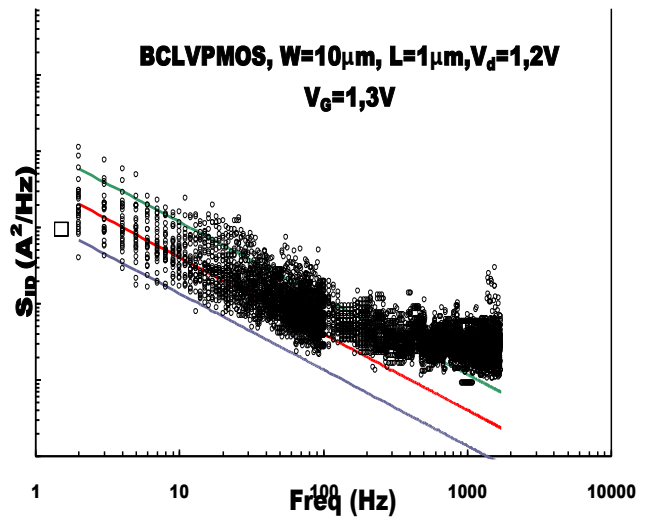
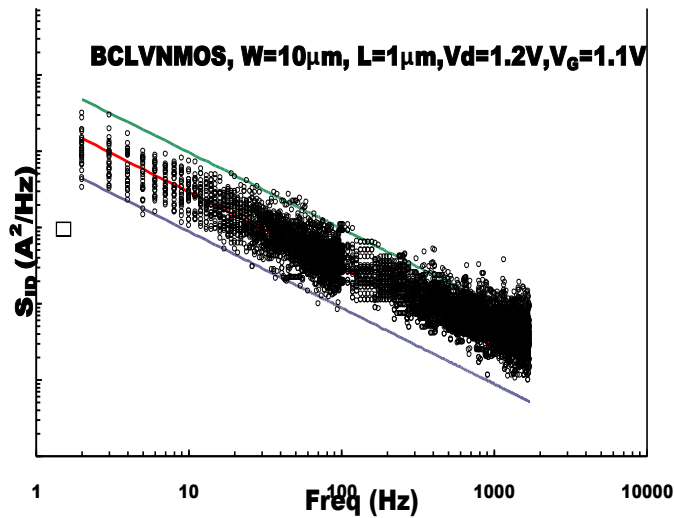
Σχήμα 4.33: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανή την μέση τιμή.  $V_D=1.2\text{V}$ ,  $V_G=0.7\text{V}$



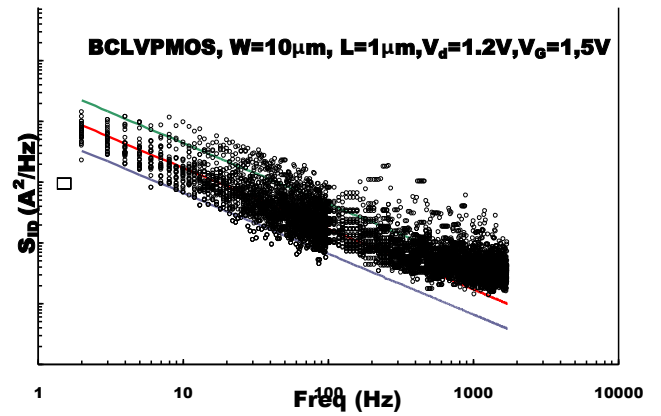
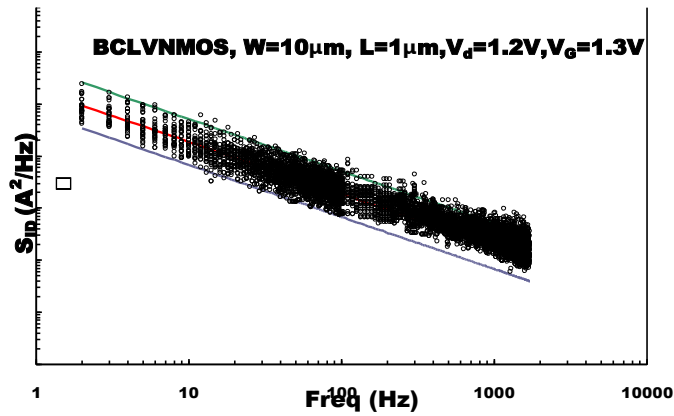
Σχήμα 4.34: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=1.2V$ ,  $V_G=0.75V$ (nMOS) και  $V_G=0.9V$ (pMOS)



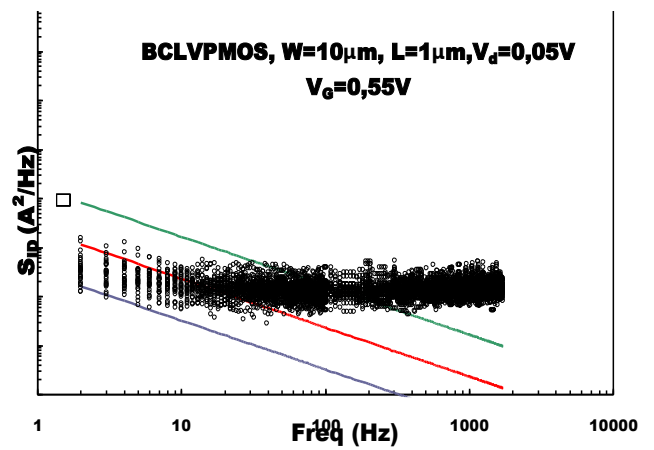
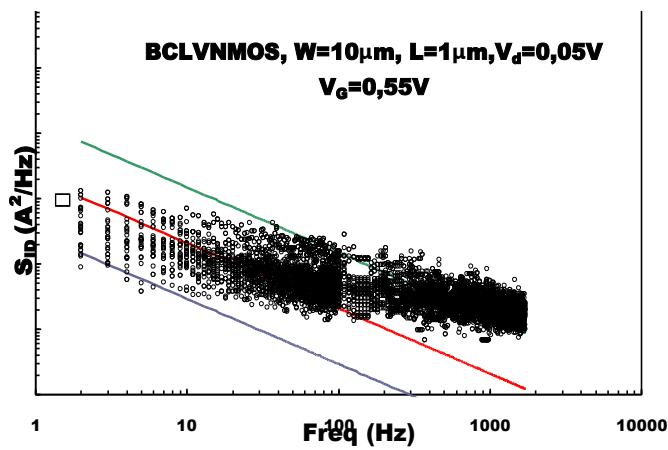
Σχήμα 4.35: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=1.2V$ ,  $V_G=0.9V$ (nMOS) και  $V_G=1.1V$ (pMOS)



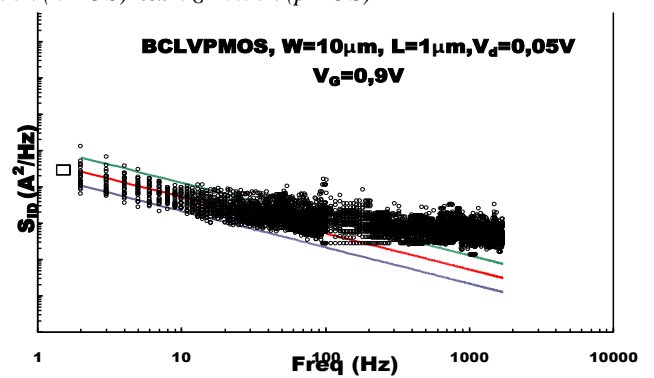
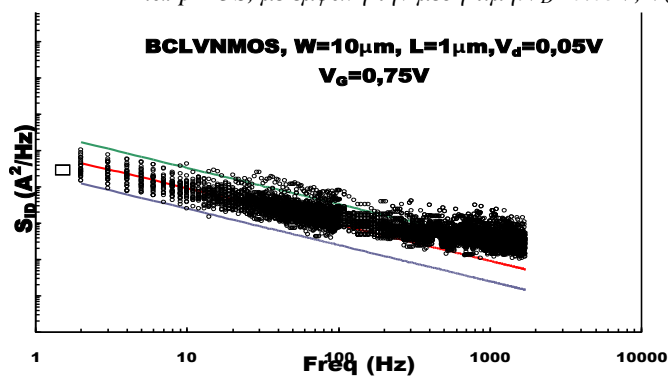
Σχήμα 4.36: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=1.2V$ ,  $V_G=1.1V$ (nMOS) και  $V_G=1.3V$ (pMOS)



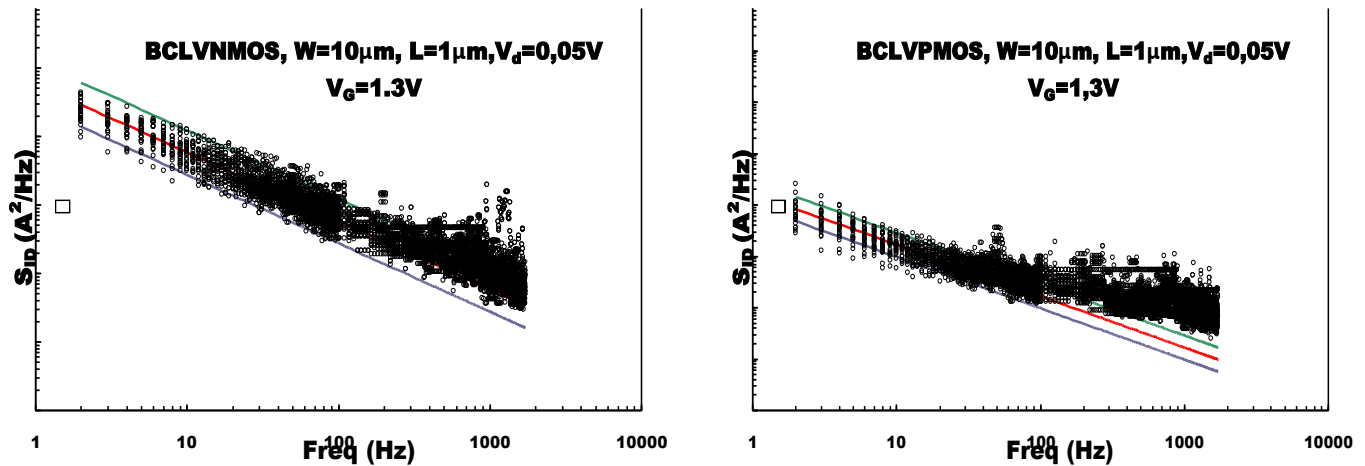
Σχήμα 4.37: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=1.2V$ ,  $V_G=1.3V$ (nMOS) και  $V_G=1.5V$ (pMOS)



Σχήμα 4.38: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=0.05V$ ,  $V_G=0.55V$ (nMOS) και  $V_G=0.55V$ (pMOS)



Σχήμα 4.39: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=0.05V$ ,  $V_G=0.75V$ (nMOS) και  $V_G=0.9V$ (pMOS)



**Σχήμα 4.40:** Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου χαμηλής συχνότητας στο drain current για nMOS και pMOS, με εμφανη την μέση τιμή.  $V_D=0.05V$ ,  $V_G=1.3V$ (nMOS) και  $V_G=1.3V$ (pMOS)

Στην αριστερή στήλη έχουν τοποθετηθεί οι γραφικές παραστάσεις που αφορούν την φασματική πυκνότητα ισχύος του  $1/f$  θορύβου για τις διατάξεις nMOS Buried Channel, ενώ στη δεξιά πλευρά έχουν τοποθετηθεί τα αντίστοιχα φάσματα για pMOS Buried Channel. Ο τρόπος και η σειρά, που τοποθετήθηκαν οι παραπάνω γραφικές έγινε έτσι ώστε να είναι δυνατόν να γίνεται μια ταυτόχρονη σύγκριση θορύβου, όπου και στις περισσότερες περιπτώσεις είναι εμφανής και εύκολη να γίνει άμεσα.

Έτσι, συγκρίνοντας και πάλι τα nMOS με τα pMOS βλέπουμε ότι για εφαρμογή ίδιου  $V_D$  και  $V_G$ , nMOS εμφανίζουν μεγαλύτερη μέση τιμή φασματικής πυκνότητας ισχύος  $1/f$  θορύβου συγκριτικά με τα pMOS, δηλαδή μεγαλύτερο θόρυβο και με αρκετά μεγάλες ποσοτικές διαφορές. Αν για παράδειγμα πάρουμε το τελευταίο ζεύγος μετρήσεων όπου και στις δύο διατάξεις έχουμε πόλωση  $V_D=0.05V$  και  $V_G=1.3V$ , τότε μπορούμε να δούμε την αρκετά μεγάλη διαφορά στο θόρυβο που παρουσιάζει η διάταξη του nMOS. Ομοίως αν παρατηρήσουμε μία προς μία όλες τις γραφικές το συμπέρασμα θα είναι το ίδιο. Αρκεί επίσης να δούμε μία σύγκριση ζεύγους γραφικών για διαφορετικές πολώσεις σε κάθε διάταξη, όπως για παράδειγμα για σημεία πόλωσης  $V_D=1.2V$  και  $V_G=0.75V$  για διάταξη nMOS και  $V_D=1.2V$  και  $V_G=0.9V$  για διάταξη pMOS και θα παρατηρήσουμε ότι παρόλο που στα pMOS εφαρμόζεται μεγαλύτερο  $V_G$  η διαφορά στο θόρυβο είναι ασήμαντη.

## Κεφάλαιο 5

### Συμπεράσματα-Μελλοντική εργασία

Ξεκινώντας με το κεφάλαιο 2 όπου κάναμε μία ανάλυση πάνω στο συγκεκριμένο είδος τρανζίστορ Buried Channel. Συνεχίζοντας με το κεφάλαιο 3 στο οποίο έγινε μια βαθύτερη ανάλυση για τον  $1/f$  θόρυβο, για το ποιες είναι οι αιτίες εμφάνισης του θορύβου αυτού, από τι εξαρτάται και ποιοι είναι οι παράγοντες που τον επηρεάζουν σε μεγάλο βαθμό και ποιοι αυτοί σε μικρότερο βαθμό. Ακόμη είδαμε τη συμπεριφορά του θορύβου απέναντι σε αρκετούς παράγοντες αλλά και τη στατιστική του ανάλυση. Τέλος καταλήγοντας με το κεφάλαιο 4 όπου επεξεργαστήκαμε τις μετρήσεις θορύβου, διατυπώσαμε και χρησιμοποιήσαμε σωστό μοντέλο προσομείωσης και επιβεβαιώσαμε τις θεωρητικές μας γνώσεις, μπορούμε να πούμε τελικά ότι έχουμε μια πιο ξεκάθαρη εικόνα όσο αφορά τα Buried Channel τρανζίστορ και τον flicker noise και για το πώς αυτός διαμορφώνεται και συμπεριφέρεται στα Buried Channel της συγκεκριμένης γεωμετρίας.

#### 5.1 Συμπεράσματα

1. Στα Buried Channel ο παράγοντας κινητικότητας υποστρώματος (bulk mobility), είναι σχεδόν δύο φορές σημαντικότερος από τον παράγοντα της κινητικότητας επιφανείας (surface mobility), ο οποίος και προτιμάται προκειμένου να επιτύχουμε μεγαλύτερες διαγωγιμότητες πύλης (gate transconductance)  $g_m$  και χαμηλότερο θερμικό θόρυβο, συγκριτικά με τις διατάξεις SC.
2. Για να έχουμε βέλτιστες αποδόσεις θορύβου, τα BC τρανζίστορ πρέπει να λειτουργούν με τη διεπαφή σε κατάσταση εξάντλησης, αποφεύγοντας την συσσώρευση ή την αντιστροφή κάτω από την πύλη.
3. Οι μεταβολές του  $1/f$  θορύβου οφείλονται σε μεγάλο βαθμό στην πυκνότητα των παγίδων και στην τοποθεσία αυτών μέσα στο κανάλι.
4. Όσο η τάση στην πύλη αυξάνεται, η πυκνότητα του φορτίου αντιστροφής  $N_{inv}$  αυξάνεται και γίνεται πιο ομοιογενής στο χώρο μειώνοντας έτσι τη μεταβλητότητα του θορύβου. Υπάρχει άμεση εξάρτηση του  $1/f$  θορύβου με την πόλωση που εφαρμόζεται.
5. Μεγαλύτερες πλώσεις στο drain ( $V_D$ ) και στο gate ( $V_G$ ) σημαίνει μεγαλύτερο θόρυβο, αλλά όσο αυξάνει το  $V_D$  τόσο μικραίνει η διασπορά του θορύβου.

6. Όπως αποδείχτηκε τα pMOS Buried Channel τρανζίστορ έχουν αισθητά μικρότερο θόρυβο από τα αντίστοιχα nMOS.
7. Τα Buried Channel και ιδιαίτερα οι pMOS διατάξεις εμφανίζουν αρκετά χαμηλότερα επίπεδα θορύβου από τις αντίστοιχες Standard MOS διατάξεις.

## 5.2 Προτάσεις για μελλοντική εργασία

Το αντικείμενο με το οποίο ασχοληθήκαμε είναι τόσο εκτενές αλλά και τόσο ενδιαφέρον και χρήσιμο, που από αυτό το σημείο και πέρα υπάρχουν πολλά που πρέπει να γίνουν. Θα μπορούσαμε να προτείνουμε σαν μελλοντική εργασία, να γίνουν περισσότερες μετρήσεις σε Buried Channel τρανζίστορ και ιδιαίτερα σε περισσότερες γεωμετρίες, ώστε σε συνδυασμό με περισσότερα δεδομένα μετρήσεων θορύβου από Standard MOS διατάξεις να γίνει μία μεγαλύτερου όγκου σύγκριση, έτσι ώστε να παραχθεί μία συνολική καθολική εικόνα τόσο για τις διαφορές μεταξύ διαφορετικού είδους διατάξεων, αλλά και για διαφορετικού είδους τρανζίστορ.

## Αναφορές

- [1] C. Enz, E. Vittoz, "Charge Based MOS Transistor Modeling", John Wiley and Sons, 2006.
- [2] Α. Μπαζίγος, "Μοντελοποίηση MOS τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες", PhD Thesis, ΕΜΠ, 2008.
- [3] R. S. Cobbold. MOS transistor as a four terminal device. *Electronics Letters*, vol. 2 (June 1966).
- [4] C. T. Shah. Evolution of the MOS transistor - From conception to VLSI. In *Proceedings IEEE* (October 1988), vol. 76.
- [5] Nandita Dasgupta, Amitava Dasgupta "Semiconductor Devices Modelling and Technology", Prentice Hall of India(New Delhi 2004)
- [6] D. G. Carrigan, T. F Cheek (Jr), H. S. Fu, W. F. Stephens, A. F Tasch (Jr), "Integrated Low Noise Buried Channel MOSFET Preamplifier Technology" TEXAS INSTRUMENTS INC DALLAS CENTRAL RESEARCH LABS
- [7] Sze, S.M. and Ng, K. K. (2006) "MOSFETs", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA
- [8] Serge Oktyabrsky, Peide Ye, "Fundamentals of III-V Semiconductor MOSFETs", Springer Science & Business Media,2010
- [9] B. Razavi, "Design Of Analog CMOS Integrated Circuits", McGraw Hill, 2001.
- [10] N.Mavredakis postgraduate thesis "Modeling low frequency noise in CMOS technologies" .
- [11] A. S. Roy, "Noise and Small-Signal Modeling of Nanoscale MOSFETs", *PhD Thesis*, Nr. 3921, EPFL, 2007.
- [12] G. Ghibaudo, "Electrical noise and RTS fluctuations in advanced CMOS devices", *Microelectronics Reliability*, vol. 42, pp. 573-582, 2002.
- [13] T. H. Morshed, " Compact Modeling of Flicker Noise Variability in Small Size MOSFETs", in *Proc. of the Int. Electron Device Meeting*. 2009, pp. 7-9.
- [14] A. P. van der Wel, "Relating random telegraph signal noise in metal-oxide-semiconductor transistors to interface trap energy distribution", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 87, no. 18, pp. 183507, 2005.
- [15] I. Bloom, "1/f noise reduction of metal-oxide-semiconductor transistors by cycling from inversion to accumulation", *Appl. Phys. Lett.* , vol. 58, pp. 1664, 1991.
- [16] A. S. Roy, "Analytical modeling of large signal cyclo-stationary low frequency noise with arbitrary periodic input", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no. 8, Sept. 2007.
- [17] J. S. Kolhatkar, "Modeling of RTS noise in MOSFETs under steady-state and large signal excitation", in *Proc. of the Int. Electron Device Meeting*. 2004, pp. 759-762.
- [18] R. Brederlow, "A physics-based low frequency noise model for MOSFETs under periodic large signal excitation", in *Proc. of the European Solid-State Dev. Res. Conf.* , Sept. 2005, pp. 333-336.
- [19] I. Gison, "Modeling of Statistical Low-Frequency Noise of Deep-Submicrometer MOSFETs", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 7, July 2005.
- [20] M. Erturk, " gate Voltage Dependence of MOSFET 1/f Noise Statistics", *IEEE Trans. Electron Device Letters*, vol. 28, no. 9, September 2007.