



Πολυτεχνείο Κρήτης

*Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και
Μηχανικών Υπολογιστών*

Διπλωματική Εργασία

Θέμα : «Χαρακτηρισμός και μοντελοποίηση θορύβου
χαμηλής συχνότητας σε τρανζίστορ MOS»

Εξεταστική επιτροπή:

Επικ. Καθηγητής Matthias Bucher (Επιβλέπων)
Αναπλ. Καθηγητής Μπάλας Κωνσταντίνος
Επικ. Καθηγητής Ευτύχιος Κουτρούλης

Όνομα: Ψαλτόπουλος Βασίλης

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Εξώφυλλο.....	1
Περιεχόμενα.....	2
Φυσικές σταθερές-επεξήγηση όρων.....	3
Σύντομη αναφορά στη δομή της εργασίας.....	4
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	
1.1 Τι είναι ο θόρυβος και γιατί μας ενδιαφέρει.....	5
Κεφάλαιο 2: Τρανζίστορ	
2.1 Εισαγωγή.....	6
2.2 Τι είναι ένα τρανζίστορ MOS.....	7
2.3 Πως λειτουργεί ένα MOS τρανζίστορ.....	8
Κεφάλαιο 3: Μοντέλο φορτίων του τρανζίστορ MOS	
3.1 Εισαγωγή.....	12
3.2 Αρχές λειτουργίας του μοντέλου EKV3 και Ορισμός βασικών μεγεθών για λειτουργία σε ιδανικές συνθήκες.....	13
3.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του MOSFET.....	22
Κεφάλαιο 4: Ο θόρυβος στα Mosfet	
4.1 Βασικοί τύποι θορύβου στα Mosfet.....	25
4.2 Βασικά μοντέλα 1/f θορύβου	
4.2.1 Εισαγωγή.....	31
4.2.2 Carrier number fluctuations.....	31
4.2.2.1 Flat Band Perturbation (FBP) μέθοδος.....	32
4.2.2.2 Langevin μέθοδος.....	32
4.2.2.3 Συγκριση μεθόδων.....	33
4.2.3 Carrier number fluctuation μοντέλο με επίδραση φαινομένου Coulomb σκέδασης (Coulomb scattering) και επέκταση του στο πλήρες μοντέλο.....	34
4.2.4 Mobility fluctuations.....	35
4.2.5 Επιπλέον συνεισφορές λόγω αντιστάσεων στο source και το drain.....	37
4.2.6 Καθολικό μοντέλο.....	37
4.3 Lorentzian φάσματα.....	38
Κεφάλαιο 5: Διαδικασία εκτέλεσης πειράματος	
5.1 Πειραματική διαδικασία.....	41
5.1.1 Διασύνδεση υλικού.....	41
5.1.2 Μηχανήματα.....	42
5.2 Διαδικασία μέτρησης.....	46
5.3 Παρουσίαση αποτελεσμάτων.....	55
5.4 Συζήτηση και συμπεράσματα επί των αποτελεσμάτων.....	100
5.5 Μελλοντική εργασία.....	101
Αναφορές – Βιβλιογραφία.....	105

Φυσικές σταθερές-επεξήγηση όρων

$$\sqrt{2q\epsilon_{si}} = 5.8 \cdot 10^{-15} \text{ C} / \sqrt{\text{Vm}}$$

$$n_i(300\text{K}) \cong 1.19 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$$

Electron charge (q) → Φορτίο ηλεκτρονίου, $q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

Boltzmann's constant (K) → Σταθερά Boltzmann, $K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

Permittivity of free space → Διηλεκτρική σταθερά ελεύθερου χώρου,

$$\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

Silicon permittivity → Διηλεκτρική σταθερά πυριτίου, $\epsilon_{si} = 1.04 \cdot 10^{-10} \text{ F/m}$

Silicon dioxide permittivity → Διηλεκτρική σταθερά διοξειδίου του πυριτίου,

$$\epsilon_{ox} = 3.45 \cdot 10^{-11} \text{ F/m}$$

Absolute temperature (Kelvin) → (T) Απόλυτη θερμοκρασία (Kelvin)

Thermodynamic voltage (UT) → Θερμοδυναμική τάση

Artificial noise → Τεχνητός θόρυβος

Fundamental noise → Βασικός θόρυβος

Power spectral density (PSD) → Φασματική πυκνότητα ισχύος

Non quasi static effects (NQS) → Μη στατικά φαινόμενα

Channel width (W) → Πλάτος καναλιού

Channel length (L) → Μήκος καναλιού

Linear – Saturation mode → Γραμμική περιοχή – περιοχή κορεσμού

Normalized current (i_d) → Κανονικοποιημένο ρεύμα

Specific current (I_{spec}) → Ρεύμα προδιαγραφών

Inversion coefficient (IC) → Δείκτης αντιστροφής

Inversion Charge (Q_i) → Φορτίο αντιστροφής

Normalized charge ($q_s(d)$) → Κ ανονικοποιημένο φορτίο

Strong, Moderate, Weak inversion → Ισχυρή, Μέτρια, Ασθενή αντιστροφή

Carrier number fluctuation → Διακύμανση του αριθμού των φορέων

Mobility fluctuation → Διακύμανση της ευκινησίας

Series access resistance → Εξωτερική σειριακή αντίσταση

Scattering → Σκέδαση

Trapping → Παγίδευση

Velocity saturation → Κορεσμός της ταχύτητας των φορέων

Channel length modulation → Διαμόρφωση μήκους καναλιού

Oxide thickness → Πάχος οξειδίου

Σύντομη αναφορά στη δομή της εργασίας.

Το αντικείμενο της διπλωματικής αυτής εργασίας είναι η μελέτη της συμπεριφοράς του $1/f$ θορύβου σε σύγχρονες τεχνολογίες CMOS. Πραγματοποιήθηκαν διάφορες μετρήσεις και έγιναν εξαγωγές παραμέτρων σύμφωνα με το θεωρητικό υπόβαθρο που έχουμε για τον flicker noise στα 180nm

Στο κεφάλαιο 1 έχουμε μια σύντομη εισαγωγή στην εργασία παρουσιάζοντας το θόρυβο γενικά στην Ηλεκτρονική.

Στο κεφάλαιο 2 θα ασχοληθούμε με το τρανζίστορ παρουσιάζοντας τη δομή του, τον τρόπο λειτουργίας του και τα μεγέθη που το διέπουν σε θεωρητικό επίπεδο.

Στο κεφάλαιο 3 θα μιλήσουμε για το μοντέλο φορτίων του MOS τρανζίστορ και θα κάνουμε μια εκτενή περιγραφή στο EKV3.0 με αναφορές και τους κύριους τύπους που το διέπουν και θα μιλήσουμε για κάποια φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση των τρανζίστορ.

Στο κεφάλαιο 4 θα μιλήσουμε συγκεκριμένα για τον θόρυβο $1/f$ στα τρανζίστορ. Θα αναλύσουμε τους λόγους για τους οποίους εμφανίζεται, για φαινόμενα τα οποία λαμβάνουν χώρα όπως τα Lorentzian, την παρατήρηση των ατελειών του οξειδίου καθώς και για το trapping-detrapping. Θα εξηγήσουμε τα μοντέλα θορύβου που υπάρχουν number fluctuation model, mobility fluctuation model και περιγράφουν το θόρυβο και θα κάνουμε συγκρίσεις μεταξύ τους.

Στο κεφάλαιο 5 θα μιλήσουμε για τη διαδικασία εκτέλεσης των πειραμάτων, τα μηχανήματα που χρησιμοποιήθηκαν και τις συνθήκες καθώς θα γίνει και παρουσίαση των αποτελεσμάτων. Θα γίνει επίσης μια μικρή συζήτηση επι των αποτελεσμάτων και εξαγωγή συμπερασμάτων από τη διαδικασία των πειραμάτων που εκτελέστηκαν.

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Τι είναι ο θόρυβος και γιατί μας ενδιαφέρει.

Σαν θόρυβο (noise) ορίζουμε οποιοδήποτε ανεπιθύμητο σήμα παρεμβάλλεται στο χρήσιμο σήμα το οποίο αποστέλλουμε ή λαμβάνουμε με αποτέλεσμα την αλλοίωση του και ενίοτε την μη αποτελεσματική ανάκτηση του στο δέκτη. Ο θόρυβος στις διατάξεις υπάρχει και θα υπάρχει πάντα και αποτελεί τον κυριότερο παράγοντα περιορισμού της αποδοτικότητας των συστημάτων. Έτσι λοιπόν, είναι πολύ σημαντικό να γίνουν μελέτες θορύβου να κατανοηθούν τα φαινόμενα που τον προκαλούν και να εισαχθούν οι εξαγόμενες πληροφορίες σε κατάλληλα μοντέλα μιας και αρκετές φορές ο θόρυβος έχει συγκεκριμένη προέλευση και χαρακτηριστικά τα οποία μπορούμε να μελετήσουμε και να μοντελοποιήσουμε ώστε να μπορέσουμε να τον καταπολεμήσουμε και να τον αφαιρέσουμε από τη χρήσιμη πληροφορία. Μια πολύ σημαντική ποσότητα είναι ο λόγος του χρήσιμου σήματος ως προς τον θόρυβο, το οποίο αλλιώς λέγεται και SNR (signal to noise ratio) και εκφράζει κατά πόσο το χρήσιμο σήμα μας είναι ισχυρότερο από το θόρυβο. Μετράται συνήθως σε λογαριθμική κλίμακα και εκφράζεται σε dB [5].

Ο θόρυβος μπορεί να βυθίσει ένα σήμα μέσα του κάνοντας την ανάκτηση του αναποτελεσματική όπως είπαμε. Ο εύκολος τρόπος αντιμετώπισης του θορύβου θα ήταν να αυξήσουμε την ισχύ του χρήσιμου σήματος. Αυτό όμως θα μας δημιουργούσε προβλήματα υπερκατανάλωσης στις συσκευές μας και άρα και αυτονομίας ειδικά σε συστήματα που λειτουργούν με μπαταρία και ενδεχομένως και προβλήματα υγείας ειδικά στις ασύρματες επικοινωνίες. Γι' αυτό αυτός ο τρόπος αντιμετώπισης δεν είναι αποδεκτός.

Ο θόρυβος αποτελεί ένα ξεχωριστό κεφάλαιο από μόνος του στην επιστήμη των Ηλεκτρονικών Μηχανικών. Η μελέτη, η επίδραση, η προέλευση και τα χαρακτηριστικά του πρέπει να μελετηθούν. Στην επιστήμη μας ο θόρυβος δημιουργείται κυρίως λόγω της κίνησης των φορέων του ηλεκτρικού φορτίου μέσα στις διατάξεις από επαγωγή που προκαλούν ηλεκτρομαγνητικές διαταραχές από το περιβάλλον, λόγω κβάντισης του φορτίου σε χαμηλής έντασης ρεύματα, λόγω αυξανόμενων συχνοτήτων και τυχαίων μικροδιακυμάνσεων μέσα στο κύκλωμα λόγω των χαρακτηριστικών του.

Στην εργασία αυτή θα μιλήσουμε για τα δύο είδη θορύβου που μας απασχολούν, τον flicker ($1/f$) και τον θερμικό και θα ασχοληθούμε εκτενώς με τον $1/f$ θόρυβο.

Αυτά τα δύο είδη θορύβων που απαντώνται στα CMOS αποτελούν ένα αντικείμενο που μας απασχολεί τα τελευταία χρόνια.

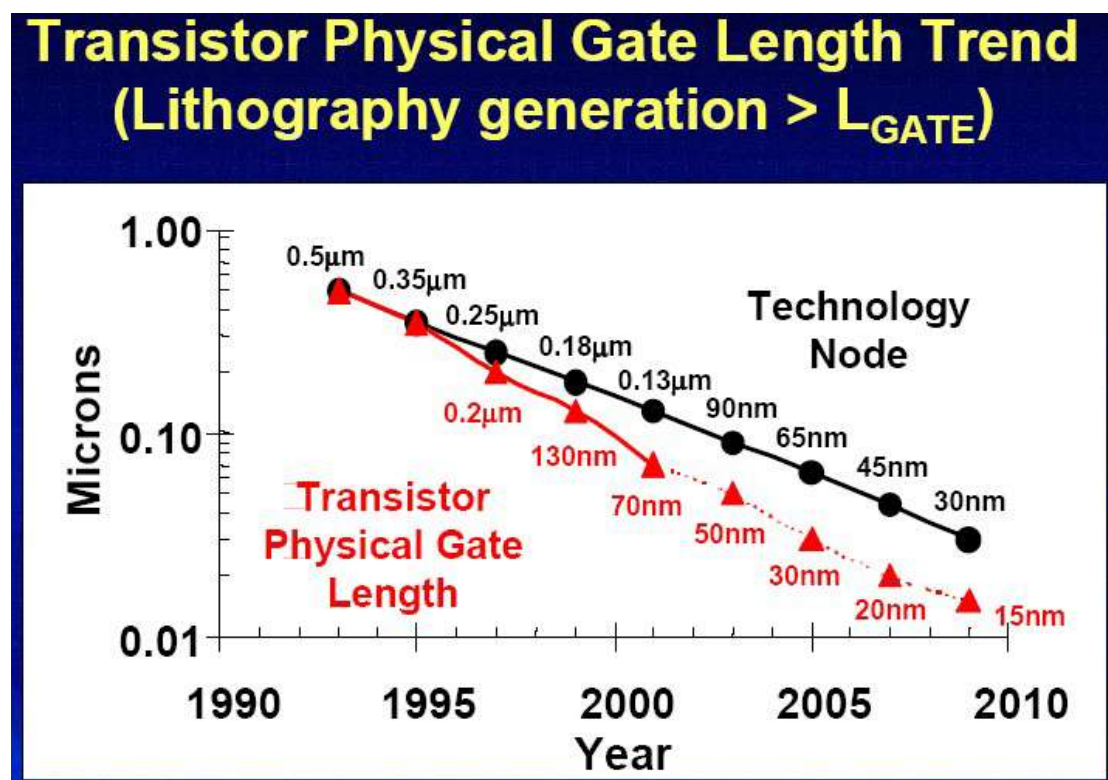
Κεφάλαιο 2

Τρανζίστορ

2.1 Εισαγωγή.

Με την πάροδο των χρόνων, και την ανάπτυξη της τεχνολογίας, έχουμε κατορθώσει να μειώσουμε κατά πολύ το μέγεθος του μήκους των τρανζίστορ. Όσο η τέχνη της λιθογραφίας αναπτύσσεται και καταφέρνουμε να χαράξουμε ολοένα και μικρότερες επιφάνειες, τόσο καταφέρνουμε να μικρύνουμε το μέγεθος των τρανζίστορ.

Ενδεικτικά, στις αρχές της δεκαετίας του 2000, το μήκος καναλιού ενός τρανζίστορ ήταν 0.5μm, φτάνοντας το 2009 να έχουμε κατορθώσει να κατασκευάζουμε τρανζίστορ με μήκος 30 ακόμα και 15nm.



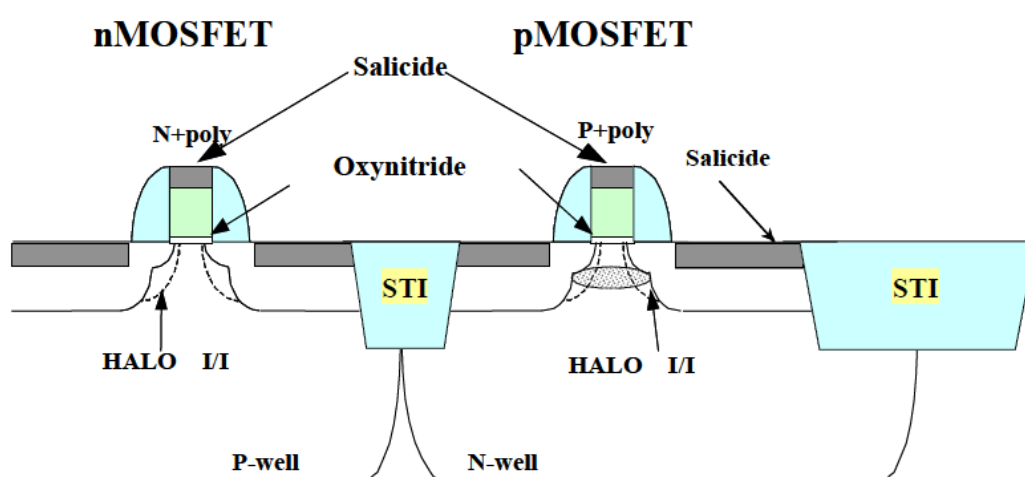
Σχήμα 1.1

Τα κυκλώματα που υλοποιούνται με MOS τρανζίστορ παρουσιάζουν πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος έχοντας όμως σαν tradeoff την χαμηλότερη ταχύτητα λειτουργίας σε σχέση με άλλες διατάξεις. Οι διαστάσεις τους όμως είναι ασυναγώνιστες κάτι που τα κάνει πρώτη επιλογή στην κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

2.2 Τι είναι όμως ένα τρανζίστορ MOS;

Ένα τρανζίστορ MOS ή MOSFET είναι ένα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistor). Το MOSFET είναι μία διάταξη τριών υλικών, μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού. Κατασκευάζεται με διαδοχική επίπεδη διαστρωμάτωση υλικών, με φωτολιθογραφική διαδικασία. Το ημιαγωγίμο υλικό που χρησιμοποιείται είναι το πυρίτιο (Si) ελαφρώς νοθευμένο τύπου p- (αν πρόκειται για nMOS) ή n+ (αν πρόκειται για pMOS), που αποτελεί το υπόστρωμα πάνω στο οποίο κατασκευάζεται το τρανζίστορ. Τελευταία βέβαια, κάποιοι κατασκευαστές (κυρίως η IBM και η Intel) αρχίσανε να χρησιμοποιούν ένα κράμα από πυρίτιο και γερμάνιο (SiGe) για να φτιάξουν τα κανάλια [6].

Πάνω στο υπόστρωμα δημιουργούνται, με διάχυση ή άλλες τεχνικές, δυο περιοχές ισχυρής νόθευσης, τύπου n+ ή p- αντίστοιχα, σε πολύ κοντινή απόσταση μεταξύ τους. Η ελάχιστη απόσταση μεταξύ των περιοχών διάχυσης καθορίζεται από την τεχνολογία κατασκευής, (π.χ. 0,18μm process). Οι περιοχές αυτές αποτελούν τον απαγωγό D (drain) και την πηγή S (source) του τρανζίστορ.



Σχήμα 2.1

Σύγχρονη τεχνολογία CMOS (0.11μm)

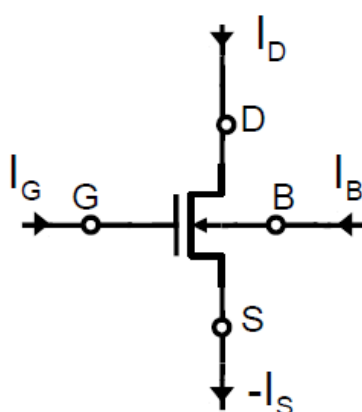
- N-well, P-well: πηγάδι τύπου N και P
- Oxynitride: αντί SiO₂, μονωτική ύλη μεταξύ N+poly (P+poly) και κανάλι P-well (N-well)
- STI: Shallow Trench Isolation – μόνωση μεταξύ των τρανζίστορ, well
- Halo Implantation για έλεγχο short channel φαινομένων

Πάνω στο υπόστρωμα και μεταξύ των δυο περιοχών διάχυσης, εναποτίθεται λεπτό στρώμα μονωτικού υλικού, συνήθως, μονοξειδίου του πυριτίου, SiO₂. Στη συνέχεια της διεργασίας, πάνω από το μονωτικό υλικό εναποτίθεται αγωγίμο μεταλλικό υλικό. Το μέταλλο αποτελεί την πύλη G (Gate) του τρανζίστορ. Συχνά, αντί μετάλλου, χρησιμοποιείται αγωγίμο

πολυκρυσταλλικό πυρίτιο, (Poly, polycrystalline silicon), για καθαρά κατασκευαστικούς λόγους. Ο κοινός τύπος μεταξύ των περιοχών διάχυσης και πύλης καθορίζει τη γεωμετρία του τρανζίστορ, όπου με L χαρακτηρίζεται το μήκος του διαύλου του τρανζίστορ και με W χαρακτηρίζεται το εύρος του διαύλου. Για δεδομένη τεχνολογία κατασκευής, η γεωμετρία του τρανζίστορ είναι αυτή που καθορίζει την ηλεκτρική συμπεριφορά του στοιχείου, γι' αυτό και ο λόγος $\alpha=W/L$ (aspect ratio) αποτελεί τη μοναδική σχεδιαστική παράμετρο, (design parameter), κατά το σχεδιασμό ολοκληρωμένων MOS κυκλωμάτων [6].

Ο ακροδέκτης B (bulk), που δηλώνει το σώμα του τρανζίστορ. Ο ακροδέκτης αυτός, σε ολοκληρωμένα κυκλώματα, συνδέεται μονίμως στο χαμηλότερο δυναμικό, για τρανζίστορ διαύλου-n, ή στο ψηλότερο δυναμικό για τρανζίστορ διαύλου-p [6].

Κατά την κατασκευή δύο τρανζίστορ που υποτίθεται ότι είναι σχεδιασμένα να είναι τα ίδια στην πραγματικότητα δεν είναι. Ο κυριότερος λόγος που συμβαίνει αυτό είναι οι φυσικές παράμετροι που επηρεάζουν τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του κάθε device (U_t , n_i , N_b , ϵ_{ox} , ϵ_{si} , Q_{fc} , Φ_{ms} , t_{ox} , L , W , μ)
Γι' αυτό για να καλύψουμε αυτές τις μικροδιαφορές κατασκευάσαμε μοντέλα τα οποία θα συζητηθούν παρακάτω.

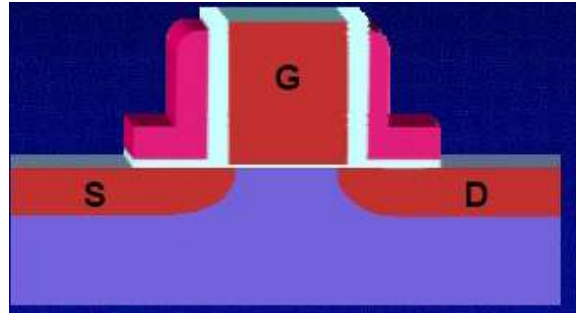


Σχήμα 2.2
Δομή ενός n-mos τρανζίστορ

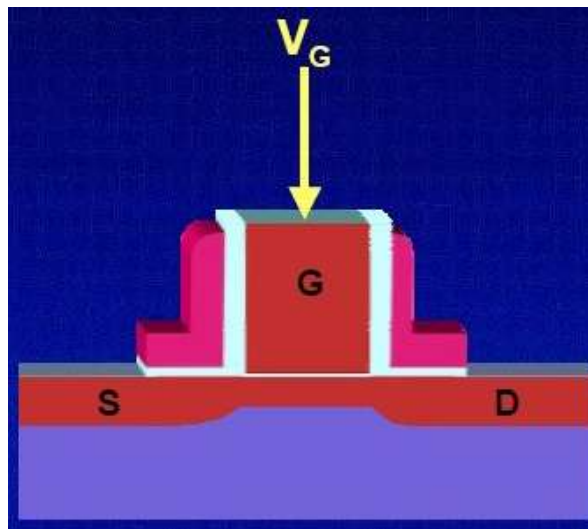
2.3 Πως λειτουργεί ένα MOS τρανζίστορ.

Δίνοντας μια τάση V_g στην πύλη του τρανζίστορ, αναστρέφουμε την περιοχή καναλιού δημιουργώντας ένα ηλεκτρικό μονοπάτι ανάμεσα στο Source και το drain. Δίνοντας ακόμη μια τάση V_D στο drain, αρχίζει και δημιουργείται μια κίνηση φορέων από το Source προς το Drain δημιουργώντας το ρεύμα I_D . Το ρεύμα στο κανάλι διαμορφώνεται από την τάση πύλης. Η τάση κατωφλίου (V_t) ορίζεται ως η τάση πύλης στην οποία αρχίζει να άγει το τρανζίστορ. Για τάσεις μικρότερες από V_t το κανάλι

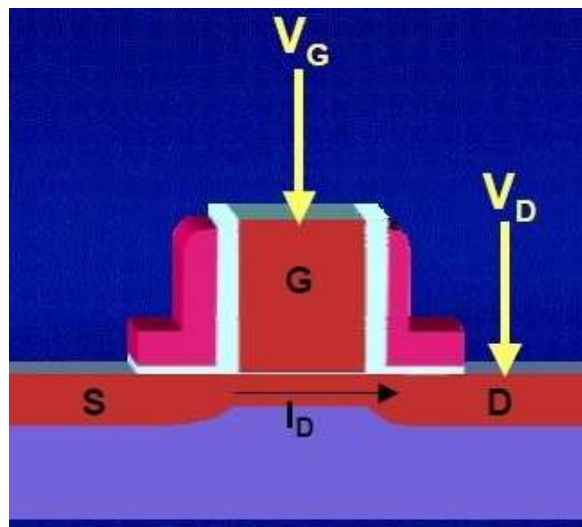
βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Ένα n-MOS (p-MOS) άγει όταν η τάση πύλης και η τάση πηγής έχουν θετική (αρνητική) διαφορά. Θα μπορούσαμε να πούμε ότι ένα στοιχείο MOS ενεργεί ως διακόπτης ελεγχόμενος από την τάση πύλης-πηγής.



Σχήμα 2.3
Το τρανζίστορ σε κατάσταση ηρεμίας



Σχήμα 2.4
Το τρανζίστορ αφού του εφαρμόσουμε μια τάση στην πύλη



Σχήμα 2.5
Το τρανζίστορ αφού του εφαρμόσουμε μια τάση στο drain

Όταν το source και το drain έχουν μεγάλη αντίσταση χρειάζεται να εφαρμοστούν μεγαλύτερες τάσεις για να κινηθούν οι φορείς ρεύματος. Επίσης, μια μεγάλη χωρητικότητα στους κόμβους οδηγεί σε περισσότερο απαιτούμενο χρόνο ώστε το τρανζίστορ να αποκτήσει αρκετή ενέργεια ώστε να κλείνει και να ανοίγει.

Για τις τάσεις V_G , V_S και V_D που αναφέρονται από την πύλη (gate), την πηγή (source) και τον απαγωγό (drain) (αντίστοιχα) στο υπόστρωμα (bulk) ισχύουν:

$$V_G = V_{GB}, V_S = V_{SB}, V_D = V_{DB} \text{ και } V_{GS} = V_G - V_S, V_{DS} = V_D - V_S, V_{BS} = -V_S$$

Οι φορείς στο κανάλι του NMOS είναι τα ηλεκτρόνια ενώ αντίστοιχα στο κανάλι του PMOS είναι οι οπές. Στην ιδανική περίπτωση έχουμε ότι $I_G = I_B = 0$ και $I_D = -I_S$ για τις χαμηλές συχνότητες ενώ στην πραγματικότητα ισχύει $I_G \ll I_B \ll I_D$ λόγω διαρροών και φαινομένων παραγωγής ρεύματος I_G και I_B .

Τα τρανζίστορ συμπεριφέρονται διαφορετικά ανάλογα με τις τάσεις που εφαρμόζονται στην πύλη και γι' αυτό έχουμε ορίσει περιοχές λειτουργίας.

Συσσώρευση (accumulation) όπου $V_G < V_{FB}$ με το δυναμικό επιφάνειας να παίρνει αρνητικές τιμές και το φορτίο στον ημιαγωγό να παίρνει θετικές τιμές, **Flat-band condition** όπου $V_G = V_{FB}$ και μηδενικές τιμές στο δυναμικό επιφάνειας καθώς και στο φορτίο στον ημιαγωγό, **αραίωση (depletion)** $V_{FB} < V_G < \Phi_F$ και **αναστροφή (inversion)** με την $V_G > V_{FB}$, θετικές τιμές στο δυναμικό επιφάνειας και αρνητικές στο φορτίο του ημιαγωγού. Η περιοχή της αναστροφής χωρίζεται σε τρεις υποπεριοχές, της ασθενούς (weak) $V_{GS} < V_T$, της μέτριας (moderate) $V_{GS} \sim V_T$ και της ισχυρής (strong) $V_{GS} > V_T$. Στην περιοχή της αραίωσης το δυναμικό επιφάνειας είναι θετικό και μικρότερο σε τιμή από το δυναμικό quasi-Fermi.

Στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής, το δυναμικό επιφάνειας κυμαίνεται σε τιμές ανάμεσα στο δυναμικό quasi-Fermi ως δύο φορές αυτό συν την τάση του καναλιού. Στην περιοχή της μέτριας αναστροφής, το δυναμικό επιφάνειας κυμαίνεται σε τιμές ανάμεσα σε δύο φορές την τιμή του δυναμικού quasi-Fermi συν την τάση του καναλιού ως δύο φορές την τιμή του δυναμικού quasi-Fermi συν τρεις φορές τη θερμοδυναμική τάση συν την τάση του καναλιού. Στην ισχυρή αναστροφή, το δυναμικό επιφάνειας είναι περίπου ίσο με δύο φορές την τιμή του δυναμικού quasi-Fermi συν τρεις φορές τη θερμοδυναμική τάση συν την τάση του καναλιού.

Γίνεται οπότε σαφές ότι η συμπεριφορά ενός MOS device εξαρτάται άμεσα από τα επίπεδα αναστροφής του συγκεκριμένου device, τα μεγέθη των γεωμετρικών χαρακτηριστικών (W και L) εξαρτώνται επίσης από τα επίπεδα

αναστροφής. Οι σχεδιαστικές παράμετροι είναι σχεδόν απόλυτα ελεγχόμενες όταν το device βρίσκεται σε very strong ή very weak inversion.

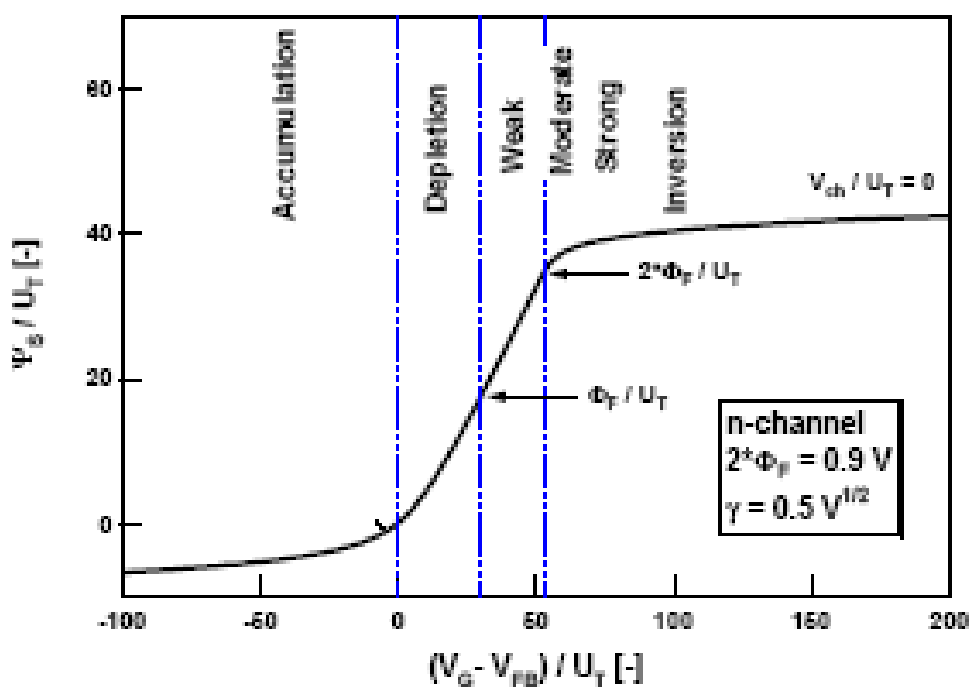
Οι χαρακτηριστικές αγωγής κατηγοριοποιούνται ως εξής [4]:

A) Περιοχή αποκοπής (cut-off region) όπου η τάση πύλης - πηγής είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου, και η ροή του ρεύματος είναι 0.

B) Μη κορεσμένη περιοχή (non-saturated) ή γραμμική (linear) όπου το κανάλι έχει αντιστραφεί ελαφριά και το ρεύμα εξαρτάται από τις τάσεις πύλης - υποδοχής. $V_{DS} < V_{DSsat} \approx V_{GS} - V_T$

Γ) Περιοχή κόρου (saturated region) όπου το κανάλι έχει έντονα αντιστραφεί και το ρεύμα υποδοχής είναι ανεξάρτητο από την τάση υποδοχής-πηγής. $V_{DS} > V_{DSsat}$

Οι παράγοντες που επηρεάζουν ρεύμα πηγής – υποδοχής είναι η απόσταση πηγής-υποδοχής, το πλάτος καναλιού η τάση κατωφλίου, το πάχος μονωτικού οξειδίου, η διηλεκτρική σταθερά μονωτή πύλης και η κινητικότητα φορέων



Σχήμα 2.6

Κεφάλαιο 3

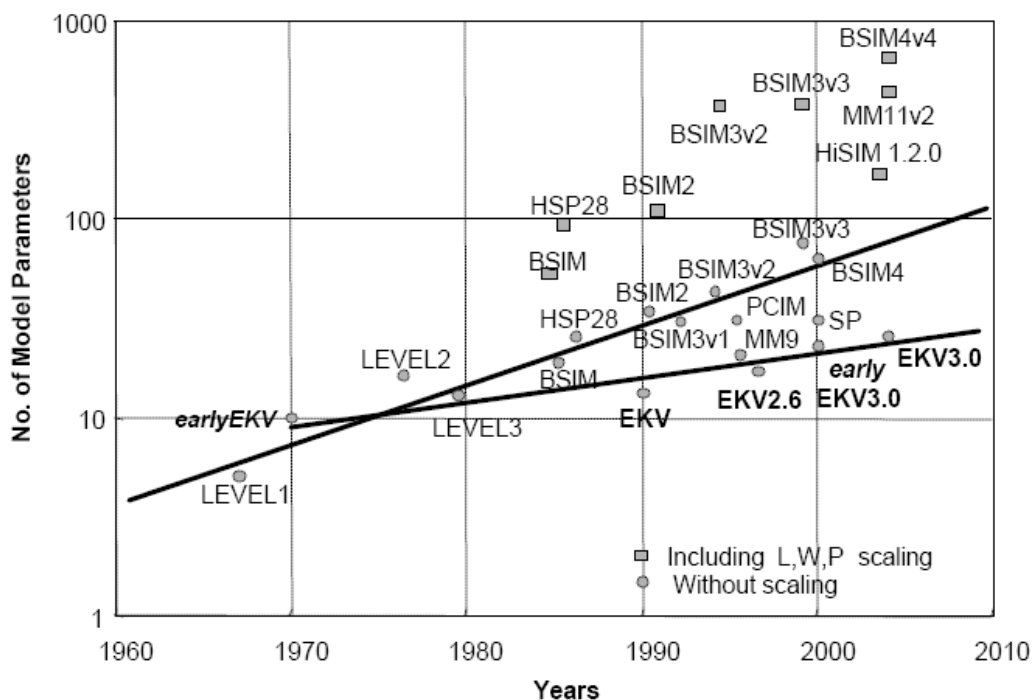
Μοντέλο φορτίων του τρανζίστορ MOS

3.1 Εισαγωγή

Το συγκεκριμένο μοντέλο αποτελεί ένα φυσικό compact μοντέλο του οποίου η δομή στηρίζεται στο μοντέλο φορτίου, τις βασικές δηλαδή εξισώσεις που συνδέουν τάσεις, φορτία και ρεύματα και διέπουν τη λειτουργία των MOS διατάξεων.

Προορίζεται για προηγμένη IC σχεδίαση. Η βάση του είναι ένα ιδανικό αναλυτικό charge-based μοντέλο που περιλαμβάνει στατικές και μη στατικές δυναμικές πτυχές και τον θόρυβο. Το ιδανικό μοντέλο επεκτείνεται στις μεγαλύτερες δευτεροτάξιες επιδράσεις σε βαθιά υπομικρομετρικές CMOS τεχνολογίες που οφείλονται στην κλιμάκωση της τεχνολογίας και στις επιδράσεις λόγω short-channel. Φαίνεται πως όλα αυτά επηρεάζουν τα ιδανικά χαρακτηριστικά της συσκευής. Το μοντέλο δίνει έμφαση στα ολοένα και πιο σημαντικά φαινόμενα της ασθενούς και της μέτριας αναστροφής. Βασικό του πλεονέκτημα σε σχέση με άλλα μοντέλα είναι ότι επιτρέπει την ομαλή και συνεχή λειτουργία των τρανζίστορ από την ασθενή μέχρι και την ισχυρή αναστροφή.

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



Σχήμα 3.1

3.2 Αρχές λειτουργίας του μοντέλου EKV3.0 και Ορισμός βασικών μεγεθών για λειτουργία σε ιδανικές συνθήκες

Η σχεδίαση αναλογικών CMOS κυκλωμάτων απαιτεί ένα μοντέλο το οποίο να είναι βασισμένο στη Φυσική, να έχει όσο το δυνατόν λιγότερες παραμέτρους και να ισχύει για όλο το φάσμα λειτουργίας του MOSFET. Πρέπει δηλαδή η λειτουργία του να διέπεται από απλές και αναλυτικές εξισώσεις που να περιγράφουν πλήρως τη συμπεριφορά του μοντέλου απο την ασθενή μέχρι και την ισχυρή αναστροφή. Αυτά ακριβώς τα χαρακτηριστικά μας προσφέρει το EKV3.0 μοντέλο.

Το ιδανικό charge based μοντέλο έχει επεκταθεί ώστε όλες οι πτυχές του από στατική σε δυναμική λειτουργία συμπεριλαμβανομένης και της μη-ημιστατικής μοντελοποίησης καθώς και του θορύβου διεκπεραιώνονται μέσα στο ίδιο συνεκτικό πλαίσιο. Οι δυναμικές πτυχές του μοντέλου αναπτύχθηκαν χρησιμοποιώντας διάφορες προσεγγίσεις. Η κινητικότητα θεωρείται bias-independent και σταθερή σε όλο το κανάλι, μια υπόθεση η οποία έχει αμελητέα επίπτωση για την ακρίβεια μοντελοποίησης των φορτίων/διαχωρητικοτήτων. Ωστόσο, ακριβής μοντελοποίηση των στατικών στοιχείων όπως το ρεύμα στο drain και τη διαγωγιμότητα προϋποθέτει να

λάβουμε υπόψιν μας την bias-εξάρτηση της κινητικότητας και των φαινομένων κοντού καναλιού. Αυτό είναι εξίσου σημαντικό ως βάση για τη σωστή περιγραφή της κινητικότητας στο μη-ημιστατικό μοντέλο. Επιπλέον, σημαντικές πτυχές σε βαθιά υπομικρομετρικές CMOS τεχνολογίες επηρεάζουν τη λειτουργία της συσκευής. Γενικά συνδέονται με την χρήση των εξαιρετικά ενισχυμένων καναλιού και πύλης πολυπυριτίου, με αποτέλεσμα να έχουμε polydepletion και φαινόμενα κβαντισμού στο κανάλι. Η δομή της συσκευής του παρόντος προτύπου βαθιά υπομικρομετρικής CMOS τεχνολογίας είναι γενικά συμμετρικό μεταξύ source και drain, ωστόσο, σημαντικές ανομοιομορφίες υπάρχουν τόσο στην κάθετη όσο και στη διαμήκη κατεύθυνση. Τέλος, η μη-ιδανική κατανομή πεδίου σε συσκευές κοντού και στενού καναλιού υποβαθμίζει τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους με πολλούς τρόπους. Σαν γενική αρχή όλες οι βελτιώσεις που έχουν εισαχθεί, μας φέρνουν στο βασικό μοντέλο αν ένα συγκεκριμένο φαινόμενο απουσιάζει.

Παρακάτω παρουσιάζονται κάποια θεμελιώδη μεγέθη και εξηγούνται οι συμβολισμοί που θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια στους διάφορους τύπους που θα παρατεθούν [3].

- Δυναμικό πύλη-σώμα (gate workfunction difference “metal-semicond.”): $\Phi_{MS}[V]$
- Δυναμικό επιφάνειας (surface potential): $\Psi_s[V]$
- Δυναμικό στο οξείδιο (oxide potential): $\Psi_{ox}[V]$
- Φορτίο πύλης (gate charge): Q'_G
- Φορτίο οξειδίου: Q'_{ox}
- Φορτίο στον ημιαγωγό (semiconductor charge): Q'_C
- Τα φορτία αναφέρονται ανά μονάδα επιφάνειας δηλαδή C/m^2

Παρουσιάζουμε συνοπτικά και τους τύπους που διέπουν το απλό μοντέλο EKV3.0 στη DC λειτουργία του [3].

- Χωρητικότητα (oxide capacitance) (ανά μονάδα επιφάνειας) C'_{ox}
 $[F/m^2] : C'_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}}$
- Δυναμικό επαφής (flat-band voltage) $V_{FB}[V]$: $V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q'_{ox}}{C'_{ox}}$
- Θερμοδυναμική τάση $U_T[V]$: $U_T = \frac{k \cdot T}{q}$

- Δείκτης σώματος γ [$V^{1/2}$]: $\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si} \cdot N_{sub}}}{C'_{ox}}$

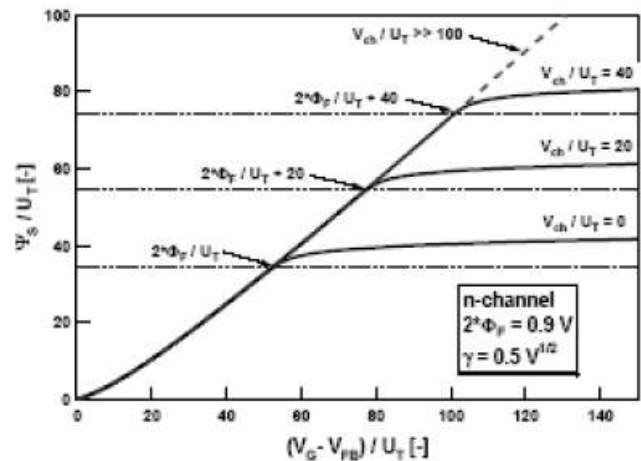
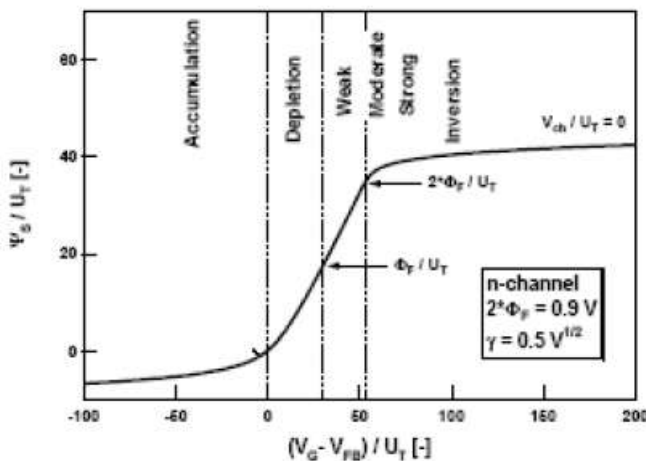
Φορτίο ηλεκτρονίου q , σταθερά Boltzmann k

- Δυναμικό Quasi-Fermi $\Phi_F[V]$:

$$\Phi_F = U_T \cdot \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \quad \Psi_0 \cong 2\Phi_F + 2...3U_T$$

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

- Με τον ορισμό $\Psi_{ox} = \frac{Q'_G}{C'_{ox}}$ έχουμε $V_G - V_{FB} = \Psi_S - \frac{Q'_c}{C'_{ox}}$



Σχήμα 3.2

Λειτουργία του MOSFET ανάλογα με V_G , V_{FB} , Φ_F , V_{CH}

- Συγκέντρωση φορτίων αναστροφής Q'_i και αραιώσης Q'_B

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

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

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

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

- Ψ_{SP} είναι το δυναμικό επιφάνειας 'pinch-off' (pinch-off surface potential)
- Το δυναμικό 'pinch-off' (pinch-off voltage) ορίζεται ως εξής:

$$V_p = \Psi_{SP} - \Psi_0$$

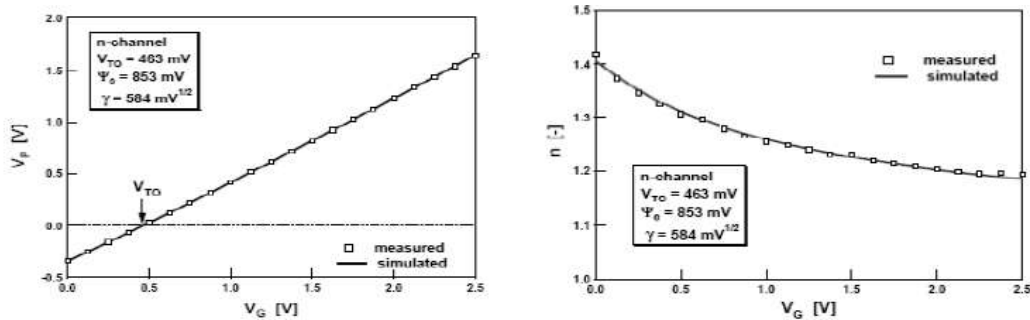
- Η κλίσης (slope factor) ορίζεται επίσης ως εξής:

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

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

$$V'_G = V_G - V_{FB} = V_G - V_{TO} + \Psi_0 + \gamma\sqrt{\Psi_0}$$

Μια πολύ καλή (και χρήσιμη) προσέγγιση της V_P είναι: $V_P \cong \frac{V_G - V_{TO}}{n}$



Σχήμα 3.3
 V_P , n Vs V_G

Ρεύμα καναλιού

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

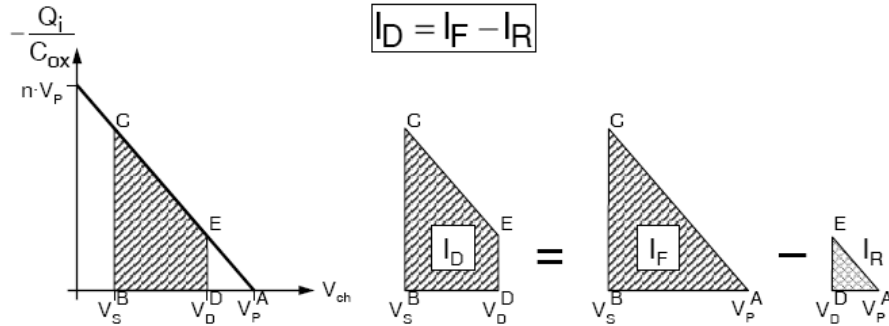
Προσέγγιση: Γραμμική σχέση $Q'_i - \Psi_s$: $\frac{\partial \Psi_s}{\partial x} \cong \frac{1}{n \cdot C'_{ox}} \frac{\partial Q'_i}{\partial x}$

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

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

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

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



$$I_D = \beta \cdot \int_{V_S}^{V_D} \frac{-Q_i}{C_{ox}} \cdot dV_{ch} = \underbrace{\beta \cdot \int_{V_S}^{+\infty} \frac{-Q_i}{C_{ox}} \cdot dV_{ch}}_{\text{forward current } I_F \text{ controlled by } V_P - V_S} - \underbrace{\beta \cdot \int_{V_D}^{+\infty} \frac{-Q_i}{C_{ox}} \cdot dV_{ch}}_{\text{reverse current } I_R \text{ controlled by } V_P - V_D}$$

Σχήμα 3.4

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

$$i_d \equiv \frac{I_D}{I_{spec}} = i_f - i_r \text{ με } I_{spec} = 2 \cdot n \cdot \beta \cdot U_T^2$$

$$\beta = \mu_n \cdot C_{ox} \frac{W}{L} \quad UT \equiv \frac{kT}{q}$$

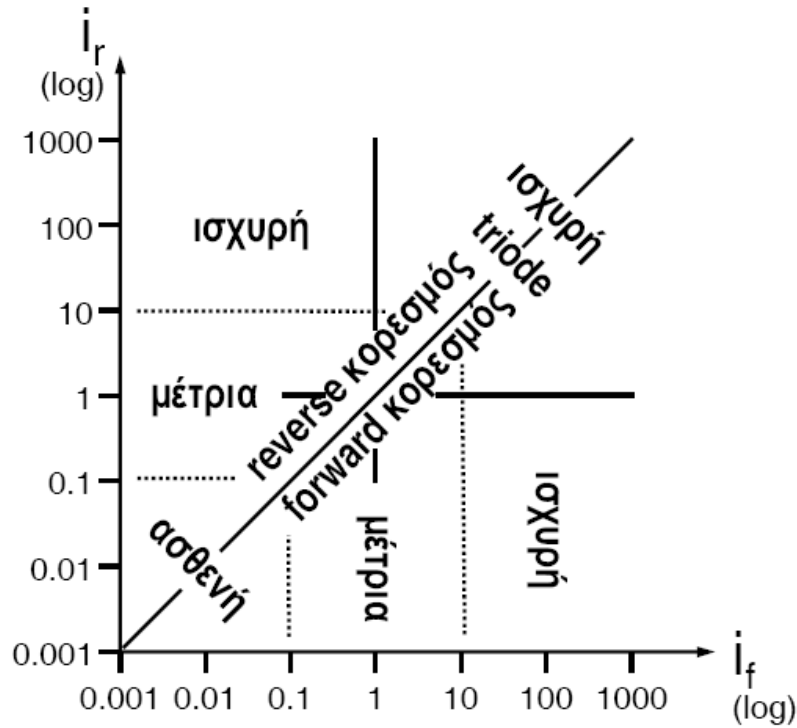
Το ρεύμα καναλιού εξαρτάται **μόνο** από τα **φορτία** αναστροφής στο **source** q_s και στο **drain** q_d

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

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

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

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



Σχήμα 3.5
Επίπεδα αναστροφής του MOS τρανζίστορ (vs. i_f και i_r)

Σε περιοχή κορεσμού, όπως φαίνεται το κανονικοποιημένο ρεύμα i_r γίνεται μηδέν με αποτέλεσμα $i_d = i_f$.

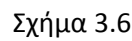
Οι διαγωγιμότητες του gate του source και του drain εκφράζονται ως [14]:

$$g_{mg} \equiv \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \quad g_{ms} \equiv \frac{\partial I_D}{\partial V_S} \quad g_{md} \equiv \frac{\partial I_D}{\partial V_D}$$

Με V_G , V_S , V_D τις τάσεις με σημείο αναφοράς το υπόστρωμα.

Οι ιδανικές σχέσεις που υπάρχουν ανάμεσα στις τάσεις και στις πυκνότητες του ρεύματος αναστροφής $q_f(r)$ ψ_p $\psi(-s(d))$, ρεύμα και πυκνότητα φορτίου αναστροφής $i_f(r)$ ($q_f(r)$), διαγωγιμότητα και πυκνότητα φορτίου αναστροφής $g_{ms}(d)$ ($q_f(r)$). Όλες οι εκφράσεις είναι συμμετρικές ως προς το source και το drain [14].

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



$$g_m = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n} = Y_{spec} \cdot \frac{q_s - q_d}{n}$$

Mode	Drain current	Condition
Non-saturation	$I_0 \cdot e^{\frac{V_P}{U_T}} \cdot \left[e^{\frac{-V_S}{U_T}} - e^{\frac{-V_D}{U_T}} \right]$ $= I_0 \cdot e^{\frac{V_P - V_S}{U_T}} \cdot \left[1 - e^{\frac{-V_D - V_S}{U_T}} \right]$ $= I_{D0} \cdot e^{\frac{V_G}{n \cdot U_T}} \cdot \left[e^{\frac{-V_S}{U_T}} - e^{\frac{-V_D}{U_T}} \right]$	$V_S > V_P$ $V_D > V_P$ $I_{D0} = I_0 \cdot \exp \left[\frac{-V_{TO}}{n \cdot U_T} \right]$

	$= I_{D0} \cdot e^{\frac{V_G - nV_S}{nU_T}} \cdot \left[1 - e^{\frac{V_D - V_S}{U_T}} \right]$	
Saturation	$I_F = I_0 \cdot e^{\frac{V_P - V_S}{U_T}} = I_{D0} \cdot e^{\frac{V_G - nV_S}{nU_T}}$	$V_S > V_P$ $V_D > V_P$ $V_D - V_S \gg U_T$
Blocked	$I_F = I_R \Rightarrow I_D = 0$	$V_S \gg V_P$ $V_D \gg V_P$ $V_S = V_D$

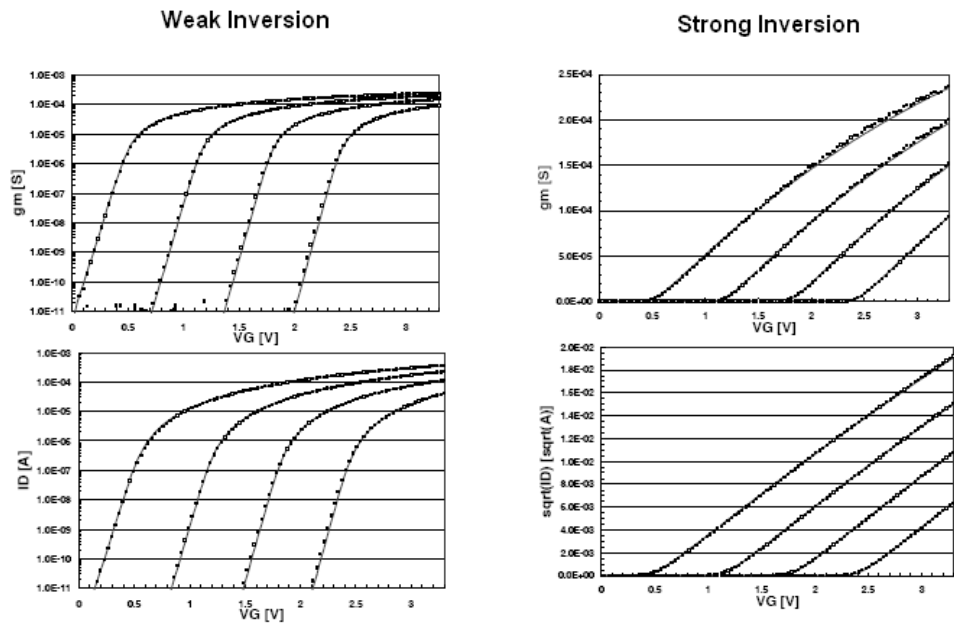
Προσεγγίσεις του ρεύματος στον κορεσμό μη κορεσμό, στην ισχυρή αναστροφή [3]

Mode	Drain current	Condition
Non-saturation	$n \cdot \beta \cdot \left[V_P - \frac{V_S + V_D}{2} \right] \cdot (V_D - V_S)$ $= \beta \cdot \left[V_G - V_{TO} - \frac{n}{2} \cdot (V_S + V_D) \right] \cdot (V_D - V_S)$	$V_S \leq V_P$ $V_D \leq V_P$
Saturation	$\frac{n \cdot \beta}{2} \cdot (V_P - V_S)^2 \equiv \frac{\beta}{2n} \cdot (V_G - V_{TO} - n \cdot V_S)^2$	$V_S > V_P$ $V_D > V_P$ $V_D - V_S \gg U_T$
Blocked	$I_F = I_R \Rightarrow I_D = 0$	$V_S \gg V_P$ $V_D \gg V_P$ $V_S = V_D$

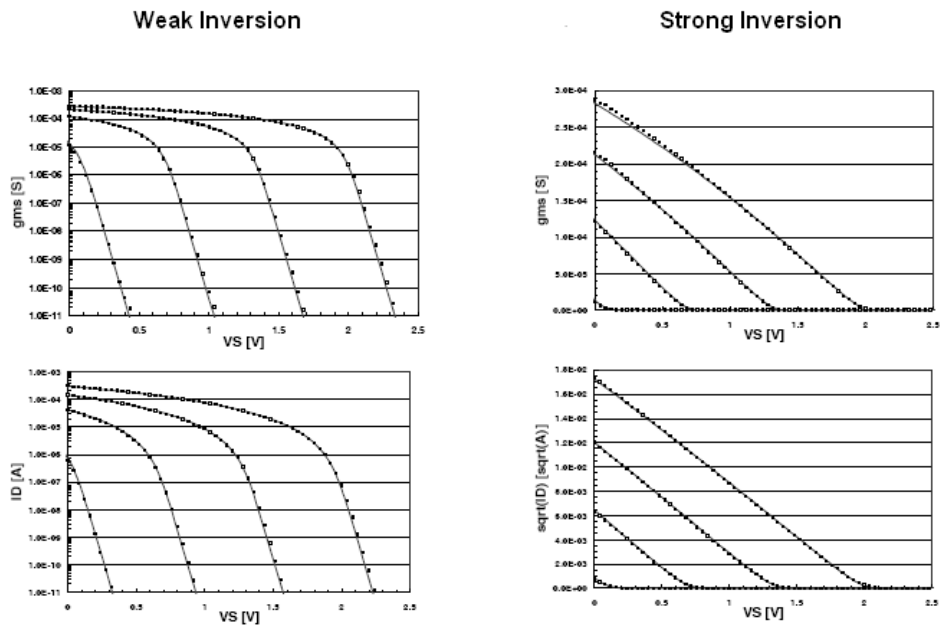
Διαγωγιμότητες σε ισχυρή-ασθενή αναστροφή [3]

	Strong Inversion		Weak Inversion
	Non-saturation	Saturation	$\frac{I_D}{n \cdot U_T}$
g_{mg}	$\beta \cdot (V_D - V_S)$	$\beta \cdot (V_P - V_S) = \sqrt{\frac{2 \cdot \beta \cdot I_D}{n}}$ $= \frac{2I_D}{n \cdot (V_P - V_S)} = \frac{2I_D}{V_G - V_{TO} - n \cdot V_S}$	
g_{ms}	$n \cdot \beta \cdot (V_P - V_S) = \sqrt{2 \cdot n \cdot \beta \cdot I_F}$ $= \frac{2I_F}{V_P - V_S} = \frac{2 \cdot n \cdot I_F}{V_G - V_{TO} - n \cdot V_S}$		$\frac{I_F}{U_T}$

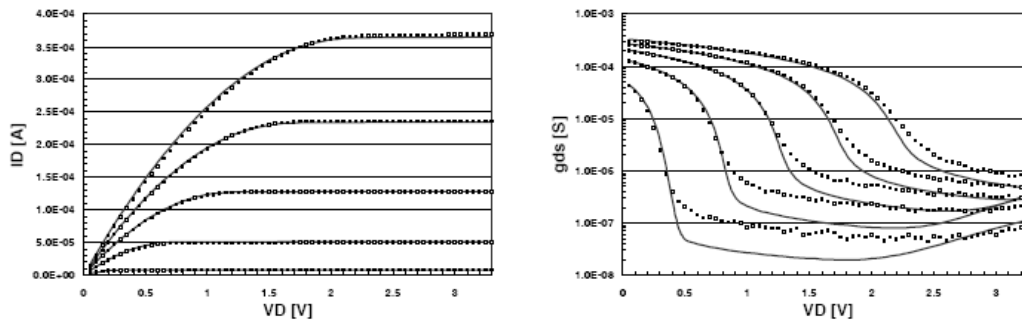
Σ	$n \cdot \beta \cdot (V_P - V_D) = \sqrt{2 \cdot n \cdot \beta \cdot I_R}$ $= \frac{2I_R}{V_P - V_D} = \frac{2 \cdot n \cdot I_R}{V_G - V_{TO} - n \cdot V_D}$	0	$\frac{I_R}{U_T}$
----------	--	---	-------------------



Σχήμα 3.7
Gm,Id Vs VG



Σχήμα 3.8
G_{ms}, I_d Vs V_S



Σχήμα 3.9
G_{ds}, I_d Vs V_D

3.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του MOSFET

Δύο κύρια φαινόμενα περιορίζουν την κινητικότητα των ηλεκτρονίων (οπών για PMOS) :

α) Με το κάθετο πεδίο λόγω **scattering**. Η κινητικότητα των ηλεκτρονίων περιορίζεται όταν το κάθετο πεδίο είναι είτε πολύ μεγάλο είτε πολύ μικρό (ιδιαίτερα με υψηλό N_{Sub}, χαμηλή θερμοκρασία . Κάτω από αυτές τις συνθήκες αυξάνονται οι συγκρούσεις των ηλεκτρονίων (οπών) με τον κρύσταλλο με αποτέλεσμα τη μείωση της κινητικότητας.

β) Με το οριζόντιο πεδίο λόγω περιορισμού της ταχύτητας **Velocity Saturation**. Αυτό αποτελεί την κύρια αιτία περιορισμού του ρεύματος ιδιαίτερα για τρανζίστορ μικρού L και παρατηρείται κυρίως στα NMOS. Σε αυτήν την περίπτωση το κανονικοποιημένο ρεύμα ισούται με

$$i_d = \frac{(q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)}{(1 + \lambda_c(q_s - q_d))^3} \quad \text{όπου} \quad \lambda_c = \frac{2U_T}{E_{crit}(L_{eff} - \Delta L_{clm})}$$

Άλλα φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του τρανζίστορ είναι:

- Φαινόμενο Διαμόρφωσης μήκους καναλιού L (Channel Length Modulation). Βασικό του χαρακτηριστικό είναι ότι αυξάνει (επιδεινώνει) την αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ σε περιοχή κορεσμού (ισχυρή αναστροφή). Επίσης συνδέεται τόσο με το velocity saturation όσο και με το 2D πεδίο κοντά στο drain. Είναι ένα φαινόμενο που φαίνεται πιο έντονα για μειωμένο L.

- Αλλαγή του φαινομένου σώματος (Charge sharing).

Αυτό που παρατηρείται είναι η μείωση της παραμέτρου GAMMA για κοντό L και η αύξηση της για στενό W.

- Drain Induced Barrier Lowering (DIBL)

Αυτό που χαρακτηρίζει το συγκεκριμένο φαινόμενο είναι η μείωση της τάσης κατωφλίου όταν έχουμε αυξημένη τάση V_{DS} .

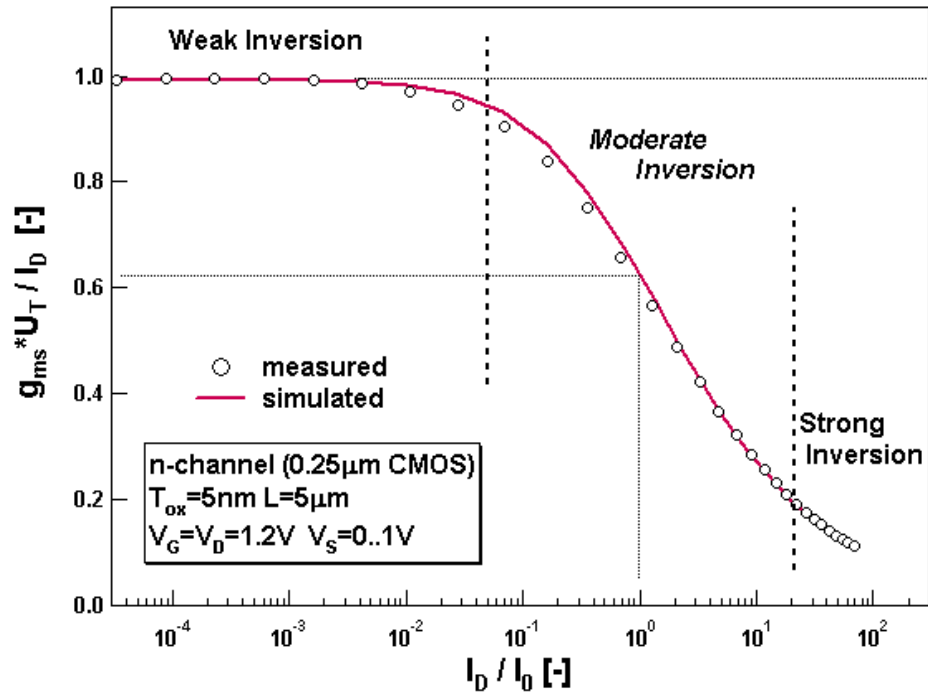
Όλα τα παραπάνω φαινόμενα μοντελοποιούνται με τον καλύτερο τρόπο στο EKV3 μοντέλο με αποτέλεσμα οι προσομοιώσεις κυκλωμάτων με τη χρήση αυτού να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν περισσότερο τις πραγματικές συνθήκες.

Στο διάγραμμα παρακάτω φαίνεται ο λόγος διαγωγιμότητας πηγής προς ρεύμα στο saturation $g_{ms}U_T/I_D$ και αναπαρίσταται προς το κανονικοποιημένο ρεύμα I_D/I_S σε λογαριθμικό άξονα.

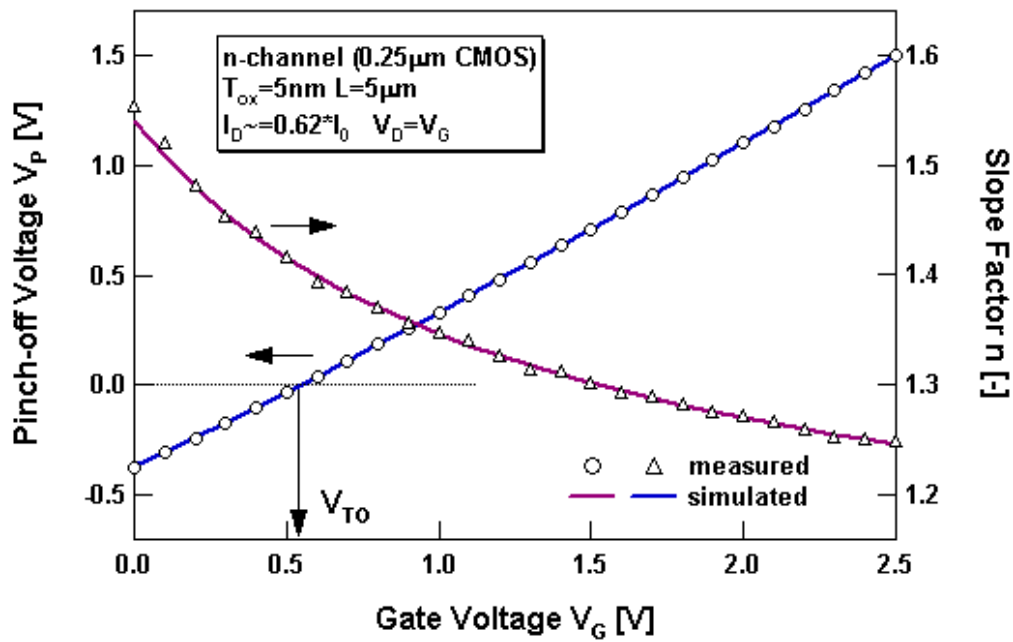
Ο συντελεστής αναστροφής $I_C = I_D/I_S$ διακρίνει τις λειτουργίες σε διάφορα επίπεδα αναστροφής. Για $I_C < 0.1$ έχουμε την περιοχή της ασθενούς αναστροφής όπου το $g_{ms}U_T/I_D$ φτάνει τη μέγιστη τιμή του, 1, μέτρια αναστροφή έχουμε για $0.1 < I_C < 10$ και ισχυρή αναστροφή για $I_C > 10$. Το ιδανικό αυτό μοντέλο κάνει καλά ταιριάσματα στις μετρήσεις για όλα τα επίπεδα αναστροφής, ειδικά για ασθενή και μέτρια. Στην πολύ ισχυρή αναστροφή έχουμε μια μικρή παρέκκλιση λόγω της περιορισμένης κινητικότητας. Η χαρακτηριστική είναι ανεξάρτητη από τεχνολογία, gate bias, και θερμοκρασία για τα long-channel τρανζίστορ. Το επόμενο διάγραμμα μας δείχνει την pinch-off τάση V_p και το slope factor n_v ως προς την τάση πηγής στο ίδιο τρανζίστορ. Η pinch-off τάση εξαρτάται από της τάση κατωφλίου και από το substrate factor και είναι φυσικά εξαρτημένη και από την τεχνολογία. Το n_v μας δίνει μια σχέση ανάμεσα στις διαγωγιμότητες gate source και drain.

$$g_{mg} = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n_v}$$

Το n_v σχετίζεται επίσης με το αντίστροφο της κλίσης στην ασθενή αναστροφή $S = 2.3 * n_v * U_T$. Στο saturation έχουμε ότι $S_S = 2.3 * U_T$.



Σχήμα 3.10



Σχήμα 3.11

Λόγος διαγωγιμότητας πηγής προς ρεύμα στο saturation από ασθενή σε ισχυρή αναστροφή, μετρημένη και προσομοιωμένη pinch-off τάση και slope factor σε 0.25μm CMOS.

Κεφάλαιο 4

Ο θόρυβος στα Mosfet

4.1 Βασικοί τύποι θορύβου στα Mosfet.

Οι βασικοί τύποι θορύβου που απαντώνται στα CMOS είναι τέσσερεις. Πρόκειται για τον θερμικό θόρυβο, το θόρυβο βολής, τον μη στατικό θόρυβο και τον 1/f θόρυβο.

Θερμικός Θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος εκφράζεται μέσα από την παράμετρο (g_n). Στη μελέτη αυτού του θορύβου, θεωρούμε το τρανζίστορ (όσον αφορά την ανάλυση της διάταξης) ως μια αντίσταση. Έχουν παρατηρηθεί φαινόμενα κοντού καναλιού τα οποία έχουν αλληλοακυρωτικό χαρακτήρα. Η παράμετρος αυτή υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση [2],

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

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

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

Το $S_{I_{DS}^2}$ συμβολίζει τη φασματική πυκνότητα ισχύος μιας πηγής ρεύματος θορύβου ανάμεσα από τα source και drain στο εσωτερικό μέρος του τρανζίστορ, παράλληλα με το κανάλι.

Ορίζουμε επίσης και την τιμή δ ως εξής:

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

Ο παράγοντας αυτός ορίζεται ως ο λόγος αγωγιμότητας g_n προς την αγωγιμότητα εξόδου g_{ds} για $V_{DS} = 0$ και μας δίνει ένα συγκριτικό ανάμεσα στο θερμικό θόρυβο της διάταξης και τον θόρυβο που θα υπήρχε στο κανάλι αν λειτουργούσε σαν μια κανονική αντίσταση με τιμή $\delta = (g_{ds}, V_{DS}=0)^{-1}$. Στα μεγάλα μήκη καναλιού το δ κυμαίνεται από 1 στη γραμμική περιοχή μέχρι και 2/3 στον κορεσμό ενώ στα μικρά μήκη καναλιού το δ πλησιάζει την τιμή 2. Γενικότερα ο θερμικός θόρυβος έχει λευκό φάσμα πράγμα που φανερώνει ότι δεν εξαρτάται από τη συχνότητα.

Μη στατικός θόρυβος (NQS)

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

Από τη θεωρία θορύβου για πολύθυρα δίκτυα είναι γνωστό ότι κάθε θύρα απαιτεί τη δικιά της πηγή θορύβου που μπορεί να είναι είτε μια πηγή τάσης είτε μια πηγή ρεύματος. Το MOS τρανζίστορ είναι μια συσκευή τεσσάρων ακροδεκτών γιαυτό για την ανάλυση απαιτεί τέσσερις πηγές θορύβου $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ μια σε κάθε ακροδέκτη. Με $S_{I_D}^2$, $S_{I_S}^2$, $S_{I_G}^2$ και $S_{I_B}^2$ συμβολίζουμε τη φασματική πυκνότητα ισχύος των πηγών αυτών. Αφού ο θόρυβος που εμφανίζεται σε κάθε ακροδέκτη παράγεται από την ίδια πηγή θερμικού θορύβου στο κανάλι, οι θορυβώδεις πηγές ρεύματος συσχετίζονται. Με $S_{IGI \cdot D}$ συμβολίζεται το φάσμα συσχέτισης των πηγών στην πηγή (source) και το drain.

Οι παρακάτω σχέσεις περιγράφουν ποσοτικά τα μεγέθη αυτά [2]:

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

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

$$S_{I_G^2} = 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \left(\frac{\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \right)^2 \frac{\left[16q_s^4 + 80q_s^3q_d + 168q_s^2q_d^2 + 80q_d^3q_s + 16d_d^4 + \right.}{540n^2(q_s + q_d + 1)^5}$$

$$\left. + 57q_s^3 + 213q_s^2q_d + 213q_d^2q_s + 57q_d^3 + \right. \\ \left. + 66q_s^2 + 138q_sq_d + 66q_d^2 + 22.5q_s + 22.5q_d \right]$$

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

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

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

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

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η τιμή της συσχέτισης IGID C , η οποία είναι κοντά στα 0.4j.

Θόρυβος βολής (shot Noise)

Ο θόρυβος βολής (shot noise) περιγράφηκε από τον Schottky και είναι θεμελιώδης θόρυβος, που εμφανίζεται, όποτε φορτισμένα σωματίδια διέρχονται μέσω επαφών pn (σε διόδους και τρανζίστορ) ή καταφθάνουν σε επιφάνειες ηλεκτροδίων.[7] Στα MOS τρανζίστορ ο θόρυβος βολής σχετίζεται με το ρεύμα διαρροής της πύλης. Η τιμή του είναι ανάλογη με το ρεύμα διαρροής, όπως φαίνεται και από την παρακάτω σχέση [2]:

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

Γενικά, ο θόρυβος βολής έχει τα ίδια φασματικά χαρακτηριστικά με τον θερμικό θόρυβο και κατά κανόνα οι RMS τιμές του είναι αρκετά μικρότερες από εκείνες του θερμικού θορύβου. Γενικά ο θόρυβος βολής μπορεί να αγνοηθεί, εκτός από ορισμένες περιπτώσεις, όπου πολλές φορές

μπορεί να είναι και ο καθοριστικός παράγοντας επαναληψιμότητας των μετρήσεων.

Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (Flicker Noise)

Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων μας απασχολεί ιδιαίτερα μιας και έχει σταθεί πολλές φορές εμπόδιο στη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων. Δύο χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι στους ταλαντωτές (voltage controlled oscillators) οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε πληθώρα σχεδιαστικών εφαρμογών, όπου ο flicker noise επηρεάζει και δημιουργεί τον phase noise, αλλά και επίσης και στους ΟΤΑ ενισχυτές όπου έχουν σα συχνότητα λειτουργίας κατά πολύ μεγαλύτερη από την f_c μιας και ο flicker noise είναι αρκετά μεγάλου μεγέθους κάτω από αυτή τη συχνότητα και επηρεάζει πολύ την απόδοση των ενισχυτών (f_c είναι η corner frequency, το σημείο που σταματάει η επίδραση του flicker και έχουμε μόνο θερμικό θόρυβο). Ας δούμε όμως λίγο καλύτερα τον flicker noise.

Στις χαμηλές συχνότητες στην λειτουργία του MOSFET επικρατεί ο λεγόμενος flicker θόρυβος ή αλλιώς $1/f$ (1 over f). Ονομάζεται θόρυβος $1/f$ επειδή εμφανίζεται ιδιαίτερα έντονος σε σήματα χαμηλών συχνοτήτων. Η πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού είναι αντιστρόφως ανάλογη μιας δύναμης της συχνότητας, η οποία τυπικά έχει τιμή από λίγο μικρότερη της μονάδας μέχρι λίγο μεγαλύτερη του 2. Η πηγή του θορύβου αυτού δεν είναι ακόμα πλήρως αποσαφηνισμένη. Οι διάφορες θεωρίες που υπάρχουν πάντως, θέτουν πάντα μια εξάρτηση του θορύβου αντιστρόφως ανάλογη με το εμβαδόν του καναλιού και ανάλογη της διαγωγιμότητας. Γενικότερα, θα μπορούσε να αποδοθεί σε διαδοχικές διασπάσεις-επανασυνδέσεις ηλεκτρονίων-οπών αλλά επίσης εμφανίζεται και όπου υπάρχουν συμπλέγματα διαφορετικών ατόμων και σε φόρτιση-εκφόρτιση παγίδων στην επιφάνεια του ημιαγωγού-οξειδίου. Υπερισχύει γενικά των άλλων θεμελιωδών θορύβων σε συχνότητες κάτω από 300 Hz, ενώ η παρουσία του είναι σχεδόν αμελητέα σε σήματα με συχνότητες μεγαλύτερες από 1 kHz [7]. Κατά την ενίσχυση χαμηλόσυχνων ασθενών σημάτων, ο θόρυβος $1/f$ υφίσταται ίση ενίσχυση, οπότε δεν είναι δυνατόν να επέλθει καμία ουσιαστική βελτίωση του λόγου SNR.

Ένα θεμελιώδες μέγεθος το οποίο μας ενδιαφέρει και με το οποίο θα ασχοληθούμε παρακάτω σε αυτή την εργασία είναι ο flicker θόρυβος του ρεύματος που εμφανίζεται στο drain του τρανζίστορ. Σύμφωνα με τη θεωρία που υποστηρίζει ότι υπάρχουν παγίδες στο οξείδιο η φόρτιση-εκφόρτιση μιας παγίδας οδηγεί σε μια διαμόρφωση του ρεύματος στο κανάλι το οποίο θα μπορούσαμε να το μοντελοποιήσουμε σαν ένα RTS (random telegraph signal). Εδώ να σημειώσουμε ότι μόνο ένα ηλεκτρόνιο μπορεί να καταλάβει μια παγίδα σε οποιοδήποτε σημείο στο χρόνο και έτσι ο αριθμός των

παγιδευμένων ηλεκτρονίων $N(t)$ εναλλάσσεται μεταξύ 2 καταστάσεων, 1 και

0. Η αυτοσυνδιασπορά του $N(t)$ είναι $C_\lambda(\tau) = \frac{1}{4} e^{-2\tau\lambda}$ και η φασματική

πυκνότητα ισχύος $S_\lambda(f) = \frac{1}{4} \frac{\lambda}{\lambda^2 + (\pi f)^2}$ με το λ να είναι ο ρυθμός

εναλλαγής. Η υπέρθεση πολλαπλών ανεξάρτητων RTS με κάποια κατανομή για το λ , δημιουργεί την ενοποιημένη number και mobility θεωρία του 1/f θορύβου. Σε αυτή την ευρέως αποδεκτή θεωρία, η κατανομή του λ υπακούει στο λογαριθμικό ομοιόμορφο νόμο

$$g(\lambda) = \frac{4kTAt_{ox}N_t}{\lambda \log \frac{\lambda_H}{\lambda_L}}$$

όπου το kT είναι η θερμική ενέργεια, A είναι η επιφάνεια του καναλιού, t_{ox} είναι το ωφέλιμο πάχος οξειδίου της πύλης, N_t είναι η πυκνότητα των παγίδων στο οξείδιο της πύλης (cm^{-2}), λ_H είναι ο ταχύτερος ρυθμός εναλλαγής, και λ_L ο αργότερος ρυθμός εναλλαγής. Το άθροισμα του αριθμού των παγιδευμένων ηλεκτρονίων οπότε έχει τη φασματική πυκνότητα ισχύος

$$S(f) = \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_\lambda(f) g(\lambda) d\lambda \approx \frac{kTAt_{ox}N_t}{2f \log \frac{\lambda_H}{\lambda_L}} = \frac{kTAN_t}{2\gamma f}, \text{ όπου } t_{ox} \text{ είναι το πάχος}$$

του οξειδίου της πύλης και το γ μια σταθερά.

Από αυτή τη φασματική πυκνότητα ισχύος του αριθμού των παγιδευμένων ηλεκτρονίων, μπορούμε να βρούμε τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου του ρεύματος στο drain εφαρμόζοντας charge control ανάλυση στο MOS τρανζίστορ. Όπως έχει αναφερθεί πρόσφατα, στα nMOS με κάτω του μικρομέτρου δεν έχουν παρατηρηθεί mobility fluctuations η φασματική πυκνότητα θορύβου 1/f στο drain δίνεται από

$$S_{I_d}(f) = g_m^2 S_{V_g}(f) = g_m^2 \frac{1}{C_{ox}^2} S_{Q_{ch}}(f) = g_m^2 \frac{1}{C_{ox}^2} \left(\frac{q}{A}\right)^2 S(f) = \frac{g_m^2 q^2 kTN_t}{2C_{ox}^2 A \gamma f},$$

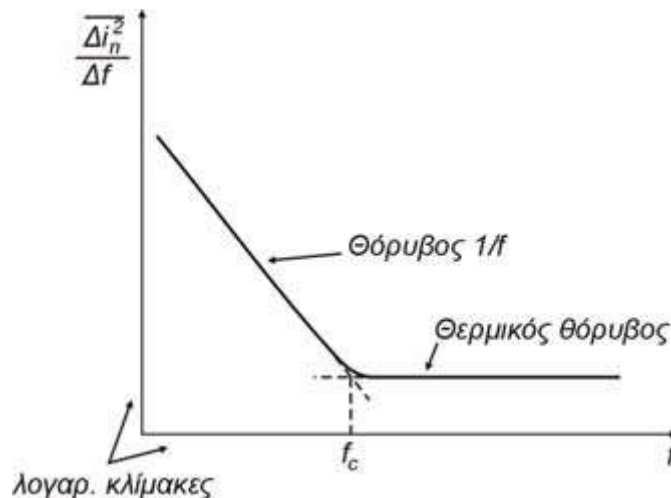
όπου το C_{ox} είναι η χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης, g_m είναι η διαγωγιμότητα, το $S_{V_g}(f)$ είναι η ισοδύναμη φασματική πυκνότητα ισχύος του 1/f θορύβου της τάσης της πύλης και το $S_{Q_{ch}}(f)$ είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος της πυκνότητας φορτίου στο κανάλι. Να σημειωθεί ότι το $S_{I_d}(f)$ είναι αντιστρόφως ανάλογο της περιοχής της πύλης, γεγονός που εξηγεί το λόγο που ο θόρυβος 1/f γίνεται πιο έντονος στις κλιμακώσεις της τεχνολογίας. Οι σχεδιαστές κυκλωμάτων χρησιμοποιούν συνήθως το Spice 1/f μοντέλο

θορύβου όπου $S_{V_g}(f) = \frac{K_F}{2C_{ox} A f}$ και τους δίνεται και η παράμετρος K_F .

Από την εξίσωση του S_{Id} παραπάνω, βρίσκουμε ότι $K_F = \frac{q^2 k T N_t}{C_{ox} \gamma}$. Αυτό

δείχνει την αντιστοιχία της φυσικής με βάση το $1/f$ μοντέλο θορύβου με το μοντέλο Spice. Μια ενοποιημένη θεωρία number και mobility μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να επεκτείνουμε αυτά τα αποτελέσματα στα pMOS [19]. Πειραματικές μετρήσεις έχουν δείξει ότι οι κυματομορφές της φασματικής πυκνότητας ισχύος του flicker noise στο drain των p channel τρανζίστορ συνάδουν πιο πολύ στο mobility fluctuation μοντέλο του Hooge και θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε την ακόλουθη σχέση για τον υπολογισμό της [20]

$$S_{I_d}(f) = q \alpha_H \frac{1}{C_{ox} W L} \frac{I_D^2}{(V_{GS} - V_T) f}$$



Σχήμα 4.1

Παραπάνω φαίνεται ή τυπική καμπύλη της φασματικής πυκνότητας ισχύος του ρεύματος θορύβου της υποδοχής σε λογαριθμικούς άξονες. Βλέπουμε ότι στις χαμηλές συχνότητες επικρατεί ο θόρυβος $1/f$ ενώ στις μέτριες επικρατεί ο θερμικός.

Στο παραπάνω διάγραμμα φαίνεται και το σημείο όπου ο flicker noise σταματάει και επικρατεί ο θερμικός πλέον. Το σημείο εκείνο στον άξονα τον συχνότητων ονομάζεται corner frequency. Το f_c μπορεί να είναι της τάξης του 1MHz και δίνεται από τον τύπο

$$f_c^{AF} \approx \frac{K_F}{2kT} \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{4} + IC} - \frac{1}{2}}{\xi(IC)} \cdot \frac{\mu \cdot U_T}{n \cdot L_{eff}^2}$$

Η παράμετρος $\xi(IC)$ είναι $\frac{1}{2}$ στην περιοχή weak inversion και $\frac{2}{3}$ στην περιοχή strong inversion

4.2 Βασικά μοντέλα 1/f θορύβου

4.2.1 Εισαγωγή.

Μια σχέση που περιγράφει τον flicker θόρυβο φαίνεται στην παρακάτω σχέση στην οποία με KF, EF και AF συμβολίζονται παράμετροι προσαρμογής του πολύ απλού αυτού μοντέλου [2],[18]

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

Πρόσφατα προτάθηκε ένα άλλο απλοποιημένο (carrier number fluctuations) μοντέλο που έκανε καλό ταίριασμα σε ένα πολύ μεγάλο εύρος αναστροφής για αναλογικά τρανζίστορ:

$$S_{I_d} = \frac{KF \cdot g_M^{EF}}{W \cdot L \cdot C_{ox}^2} \frac{1}{f^\gamma} \text{ με τα KF και EF παραμέτρους και το EF να παίρνει}$$

τιμές ανάμεσα σε 1,7 και 2,4 [17].

Πρέπει να τονιστεί εδώ ότι flicker θόρυβος συναντάται και στην πύλη και η τιμή του είναι ανάλογη του τετραγώνου του ρεύματος της πύλης. Σαν ένα γενικό αρχικό σχόλιο, μπορούμε να πούμε ότι ο flicker noise στα pMOS τρανζίστορ είναι σημαντικά μικρότερος από τον αντίστοιχο στα nMOS [10] [11].

Γενικά υπάρχουν πολλοί λόγοι που εισάγουν 1/f θόρυβο στη λειτουργία των τρανζίστορ. Οι κυριότερες αιτίες βέβαια οι οποίες έχουν μελετηθεί εκτενώς και για τις οποίες έχουν αναπτυχθεί και παρουσιαστεί μοντέλα είναι οι εξής.

- A) Διακυμάνσεις του αριθμού φορέων του αναστρέφοντος φορτίου (carrier number fluctuation).
- B) Διακυμάνσεις κινητικότητας (mobility fluctuations).
- Γ) Εξωτερικές σειριακές αντιστάσεις σε source και drain.

4.2.2 Carrier number fluctuations

Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων εξαιτίας των διακυμάνσεων του αριθμού των φορέων προέρχεται από τις διακυμάνσεις του αναστρέφοντος φορτίου κοντά στην επιφάνεια του οξειδίου Si-SiO₂ εξαιτίας των αυξομειώσεων του επιφανειακού φορτίου οξειδίου που προκαλείται από το δυναμική παγίδευση/απελευθέρωση (trapping/detrapping) των φορέων κινητικότητας.

Οι παγίδες αυτές κυρίως εντοπίζονται στο διηλεκτρικό της πύλης.

Το McWorther μοντέλο χαρακτηρίζεται επίσης και από την επίδραση του trapping στο μηχανισμό σκέδασης Coulomb (Coulomb scattering). Η προσέγγιση μοντελοποίησης του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη είναι η Flat Band Perturbation (FBP) τεχνική ενώ η δεύτερη είναι η μέθοδος Langevin. Αυτές οι δύο μέθοδοι βέβαια επικεντρώνονται στο φαινόμενο carrier number fluctuation χωρίς την επίδραση του φαινομένου σκέδασης. Θεωρώντας ένα φτωχό carrier number fluctuation μοντέλο, δεν είναι δύσκολο ναδειχτεί ότι ακόμα και για ένα MOSFET μεγάλου μήκους καναλιού, αυτές οι δύο μέθοδοι καταλήγουν σε διαφορετικά αποτελέσματα.

4.2.2.1 Flat Band Perturbation (FBP) μέθοδος

Το αποτέλεσμα τις FBP μεθόδου δηλώνει ότι η εξάρτηση της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου του ρεύματος στο drain $S_{i^2_d}$ από την πόλωση δίνεται από $S_{i^2_d} = g_m^2 * S_{V_{fb}}^2$ [1] όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα στην πύλη και $S_{V_{fb}}^2$ είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος της FBP μεθόδου που δεν εξαρτάται από την πόλωση. Το βασικό σημείο, σύμφωνα με αυτήν τη μέθοδο, είναι ότι η εξάρτηση από την πόλωση του $S_{i^2_d}$ προέρχεται μόνο από την διαγωγιμότητα. Πάνω σε αυτή την αρχή στηρίζεται και το ήδη υπάρχον μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3.0. Το σφάλμα της μεθόδου αυτής εντοπίζεται στο σημείο όπου θεωρείται πως οι μεταβολές των φορέων στο κανάλι είναι ομοιόμορφες και άρα θεωρούμε σταθερή την V_{FB} από το source στο drain, ενώ στην πραγματικότητα πρόκειται μια στατιστική ποσότητα που όχι μόνο δεν είναι σταθερή, αλλά δεν είμαστε καν σε θέση να γνωρίζουμε την πραγματικής της τιμή και στηρίζομαστε αποκλειστικά σε κάποιο σύνολο μέσων όρων.

4.2.2.2 Langevin μέθοδος

Κατά τη μέθοδο αυτή θεωρούμε ότι ο όρος που περιλαμβάνει τις χωρητικότητες είναι σημαντικός μόνο στην ασθενή αντιστροφή ενώ στην ισχυρή αντιστροφή είναι ίσος με τη μονάδα. Επίσης δεχόμαστε ότι η κινητικότητα παραμένει ανεπηρέαστη από το trapping στους φορείς οπότε και το τελικό αποτέλεσμα που προκύπτει από αυτή τη μέθοδο είναι [1]:

$$S_{i^2_d} = \frac{I_D^2}{L^2} \int_0^L \frac{S_{Q^2}}{Q_{i^2}} dx$$

4.2.2.3 Συγκριση μεθόδων

Μέχρι στιγμής έχουμε χρησιμοποιήσει στην ανάλυση μας ένα απλό carrier number fluctuation μοντέλο που δεν περιλαμβάνει την επίδραση του φαινομένου σκέδασης coulomb στο θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων και επίσης η κινητικότητα θεωρείται σταθερή αφού αναφερόμαστε σε διατάξεις μεγάλου μήκους καναλιού. Είναι γνωστό ότι για μικρά μήκη καναλιού η κινητικότητα μειώνεται λόγω κάποιων φαινομένων όπως το velocity saturation ενώ το φαινόμενο channel length modulation (CLM) προκαλεί τη μείωση του μήκους καναλιού σε short τρανζίστορ.

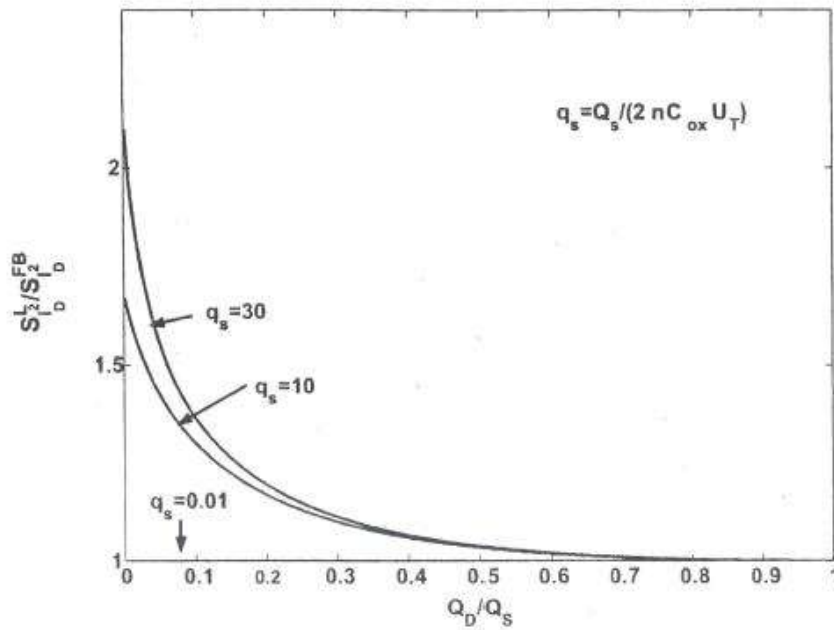
Η τελική μορφή της FBP μεθόδου είναι η εξής [1]:

$$S_{i_d^2}^{FB} = \frac{\mu^2 W^2 S_{Q_t}^2}{L^3 C_{ox}^2 n^2} (Q_s - Q_D)^2$$

Ενώ σύμφωνα με την προσέγγιση του Langevin προκύπτει:

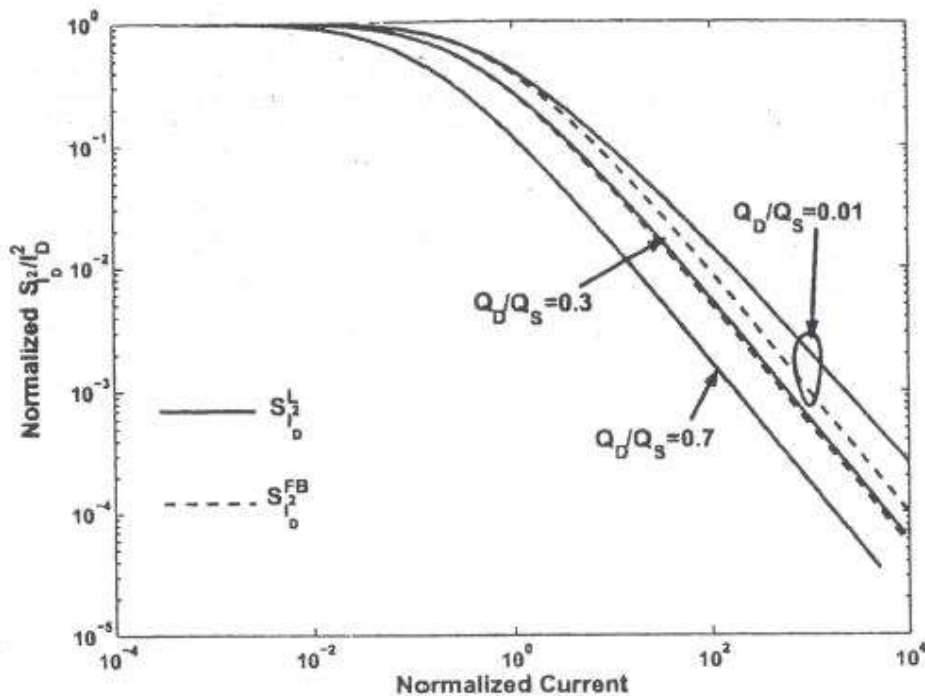
$$S_{i_d^2}^L = \frac{\mu^2 W^2 S_{Q_t}^2}{L^3 C_{ox}^2 n^2} \frac{1}{2} (Q_s^2 - Q_D^2 + 2nC_{ox}U_T(Q_s - Q_D)) \ln \left(\frac{Q_s + nC_{ox}U_T}{Q_D + nC_{ox}U_T} \right)$$

Όταν λοιπόν το Q_D προσεγγίζει το Q_s οι δύο αυτές εκφράσεις συμπίπτουν. Όταν όμως ένα σημαντικό V_{DS} εφαρμόζεται, οι δύο μέθοδοι αρχίζουν να αποκλίνουν.



Σχήμα 4.2

$Q_D/Q_S=1$ αναπαριστά τη γραμμική περιοχή ενώ $Q_D/Q_S=0$ τον κορεσμό. Φαίνεται ξεκάθαρα ότι σε κορεσμό ότι η FBP μέθοδος υπολογίζει μικρότερο θόρυβο απ'ότι στην πραγματικότητα σε ισχυρή αντιστροφή ενώ σε ασθενή αντιστροφή οι δύο μέθοδοι συμπίπτουν.



Σχήμα 4.3

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ο θόρυβος κανονικοποιημένος ως προς το τετράγωνο του ρεύματος στο drain, ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα σε λογαριθμική κλίμακα για διάφορες τιμές του Q_D/Q_S .

Ακόμα και σε υψηλό κορεσμό και οι δύο μέθοδοι παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά σε ένα γράφημα και με τους δύο άξονες σε λογαριθμική κλίμακα παρόλο που η απόλυτη τιμή τους μπορεί να διαφέρει κατά ένα παράγοντα περίπου ίσο με δύο. Όμως, η FBP μέθοδος δεν είναι έγκυρη στον κορεσμό. Το σφάλμα προκύπτει από το ότι θεωρεί μια ποσότητα σταθερή μέσα στο κανάλι ενώ δεν είναι όπως προείπαμε.

4.2.3 Carrier number fluctuation μοντέλο με επίδραση φαινομένου Coulomb σκέδασης (Coulomb scattering) και επέκταση του στο πλήρες μοντέλο.

Εισάγοντας τώρα στο απλό μοντέλο μας την επίδραση του Coulomb scattering φαινομένου το οποίο όπως έχει αποδειχτεί επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό το θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στα MOS τρανζίστορ (θεωρούμε την κινητικότητα σταθερή μιας και αναφερόμαστε σε διάταξη μεγάλου μήκους καναλιού), τελικά έχουμε[1]:

$$\frac{S_{i_d^2}^{FB}}{I_D^2} = \frac{q^4 N_T \lambda}{KT W L C_{ox}^2 n^2 f} \left(\frac{(q_s - q_d)^2}{i_d^2} + \frac{\alpha \mu}{1 + q_s + q_d} + \left(\frac{\alpha \mu}{2} \right)^2 \right)$$

Για να έχουμε λοιπόν ένα πιο πλήρες μοντέλο πρέπει να προχωρήσουμε και με την επίδραση κάποιων φαινομένων που συναντώνται σε τρανζίστορ κοντού καναλιού και αυτά είναι το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας (velocity saturation) και το φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού (channel length modulation). Τα φαινόμενα αυτά έχουν ως συνέπεια τη μείωση της κινητικότητας όσο πηγαίνουμε σε ισχυρότερη αντιστροφή και τη μείωση του μήκους καναλιού όταν έχουμε να κάνουμε με διατάξεις κοντού μήκους.

Έτσι το τελικό μας μοντέλο αφού βέβαια λαμβάνονται υπόψιν πλέον οι επιδράσεις των φαινομένων velocity saturation και CLM είναι [1]:

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

$$\text{όπου ο συντελεστής } \lambda_c \text{ ισούται με } \lambda_c = \frac{2U_T}{E_{crit} (L_{eff} - \Delta L_{clm})}$$

όταν το λ_c είναι 0 σημαίνει ότι το φαινόμενο velocity saturation δεν έχει καμία επίδραση άρα το τρανζίστορ μας είναι μεγάλου καναλιού. Αντίθετα για $0.05 \leq \lambda_c \leq 0.15$ ο $1/f$ θόρυβος μειώνεται λόγω του velocity saturation σε short τρανζίστορ.

Το τελικό αποτέλεσμα της μεθόδου Carrier Number Fluctuations του ρεύματος στο drain δίνεται από τον τύπο:

$$\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta N} = \frac{1}{L^2} \int_0^L \Delta x \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta N} dx = S_D \Big|_{\Delta N} K_D(q_s, q_d) \Big|_{\Delta N}$$

$$\text{Με } S_D \Big|_{\Delta N} \triangleq \frac{q^4 N_T \lambda}{KTWLC_{ox}^2 n^2 f}$$

4.2.4 Mobility fluctuations

Κατά το μοντέλο του Hooge ο θόρυβος του ρεύματος στο drain προέρχεται από τις διακυμάνσεις της κινητικότητας. Επίσης το μοντέλο αυτό αποδίδει το θόρυβο $1/f$ στο bulk σε mobility fluctuations που δημιουργούνται από phonon scattering. Σε αντίθεση με το προηγούμενο μοντέλο (carrier number fluctuation) το μοντέλο το Hooge περιγράφει πιο επιτυχώς τον $1/f$ παρατηρούμενο θόρυβο στα p-channel όπου ο θόρυβος εξαρτάται ισχυρά από το V_{GS} .

Στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής η διακύμανση της κινητικότητας που δημιουργείται από την παγίδευση-ελευθέρωση των φορτισμένων φορέων είναι ο κατεξοχήν παράγοντας που προκαλεί το flicker θόρυβο [15]. Η φασματική πυκνότητα ισχύος της συνολικής μετάπτωσης σε όλο το κανάλι δίνεται από:

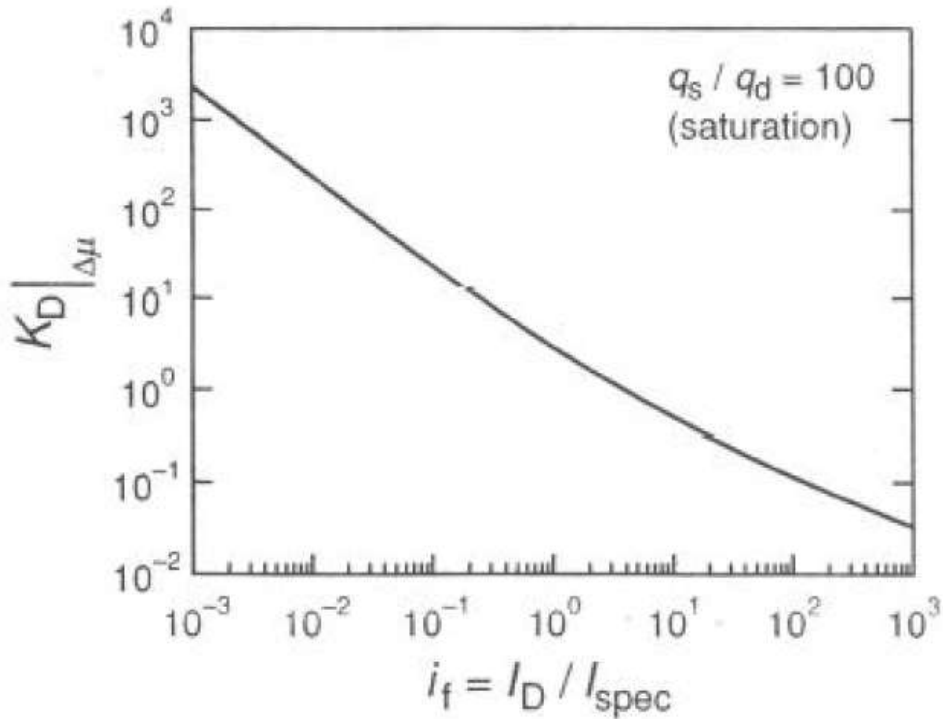
$$\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta \mu} = S_D \Big|_{\Delta \mu} K_D \Big|_{\Delta \mu}$$

Όπου $S_D \Big|_{\Delta\mu} = \frac{\alpha_H q^2}{kTWLnC_{ox}f}$ με το α_H να είναι η παράμετρος του Hooge η

οποία δεν έχει μονάδες και για τις διάφορες τεχνολογίες κυμαίνεται από 10^{-4} ως 10^{-6} [16] και το $K_D \Big|_{\Delta\mu}$ σχετίζεται με την εξάρτηση από την πόλωση και ισούται με [16]

$$K_D \Big|_{\Delta\mu} = \int_0^1 \frac{d\xi}{2q_i(\xi)} = \frac{1}{i_d} \int_{q_d}^{q_s} \left(1 + \frac{1}{2q_i}\right) dq_i = \frac{1}{i_d} \left[q_s - q_d + \frac{1}{2} \ln\left(\frac{q_s}{q_d}\right) \right]$$

$$= \frac{1}{1 + q_s + q_d} \left[1 + \frac{\ln(q_s / q_d)}{2(q_s - q_d)} \right]$$



Σχήμα 4.4

Ο παράγοντας $K_D \Big|_{\Delta\mu}$ ως προς το δείκτη αντίστροφής σε κορεσμό

4.2.5 Επιπλέον συνεισφορές λόγω αντιστάσεων στο source και το drain

Μια ακόμη συνεισφορά στον $1/f$ θόρυβο δημιουργείται στις αντιστάσεις του source και του drain. Αυτό μοντελοποιείται από δύο πηγές τροφοδοσίας σε σειρά με τις αντιστάσεις στο source και το drain. Ας πούμε ότι $R_s = R_d = R_a/2$. Η φασματική πυκνότητα ισχύος των διακυμάνσεων του ρεύματος στο drain οπότε δίνεται από τον τύπο [8]

$$\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta R} = (G_{ms}^2 + G_{md}^2) S_{\Delta R^2} = (q_s^2 + q_d^2) G_{spec}^2 S_{\Delta R^2}$$

Στο strong inversion και στο saturation ο παραπάνω τύπος γίνεται τελικά [8]:

$$\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta R} = 2n\beta I_D S_{\Delta R^2}$$

4.2.6 Καθολικό μοντέλο

Πρόσφατα προτάθηκε ένα ενοποιημένο μοντέλο που μπορεί να περιγράψει τις χαρακτηριστικές του $1/f$ θορύβου των n- και p- channel ταυτόχρονα. Το ενοποιημένο αυτό μοντέλο δεν είναι (όπως θα μπορούσαμε να φανταστούμε) ένας συνδυασμός των number fluctuations και mobility fluctuations. Αντίθετα, επεκτείνει το carrier number fluctuations μοντέλο ώστε να περιλαμβάνει και το φαινόμενο σκέδασης Coulomb (όπως περιγράφηκε πιο πάνω) των μη φορτισμένων φορέων στο παγιδευμένο φορτίο του οξειδίου. Σα συνέπεια όχι μόνο ο αριθμός των φορέων ρεύματος διακυμαίνεται αλλά επίσης και η κινητικότητα τους. Επειδή αυτές οι διακυμάνσεις έχουν την ίδια αιτία (trapping-detrapping των φορέων στο οξείδιο) σχετίζονται. Το ενοποιημένο μοντέλο αυτό επειδή είναι ικανό να περιγράψει εξίσου καλά τον μετρημένο θόρυβο τόσο στα n-channel όσο και στα p-channel χρησιμοποιείται σε πολλά compact MOSFET μοντέλα όπως το BSIM3, BSIM4, MOS Model 9, MOS Model 11. Υπάρχουν βέβαια και απόψεις που λένε ότι το φαινόμενο σκέδασης Coulomb είναι πολύ αδύναμο για να εξηγήσει τα πειραματικά δεδομένα των p-channel [12] και άρα το ενοποιημένο μοντέλο δεν μπορεί να μην είναι σωστό για την περιγραφή των p-channel συσκευών όπως έχει δείχθει και πειραματικά [11].

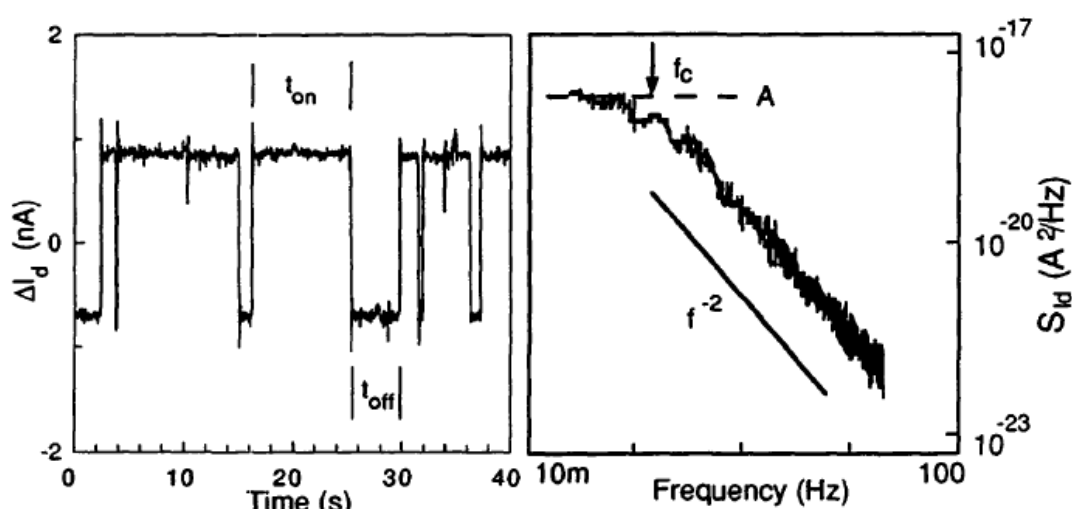
Τελικά ο τύπος του καθολικού μοντέλου περικλείει και τα υπόλοιπα τρία παραπάνω και έτσι έχουμε [8]:

$$\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} = \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta N} + \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta \mu} + \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \Big|_{\Delta R}$$

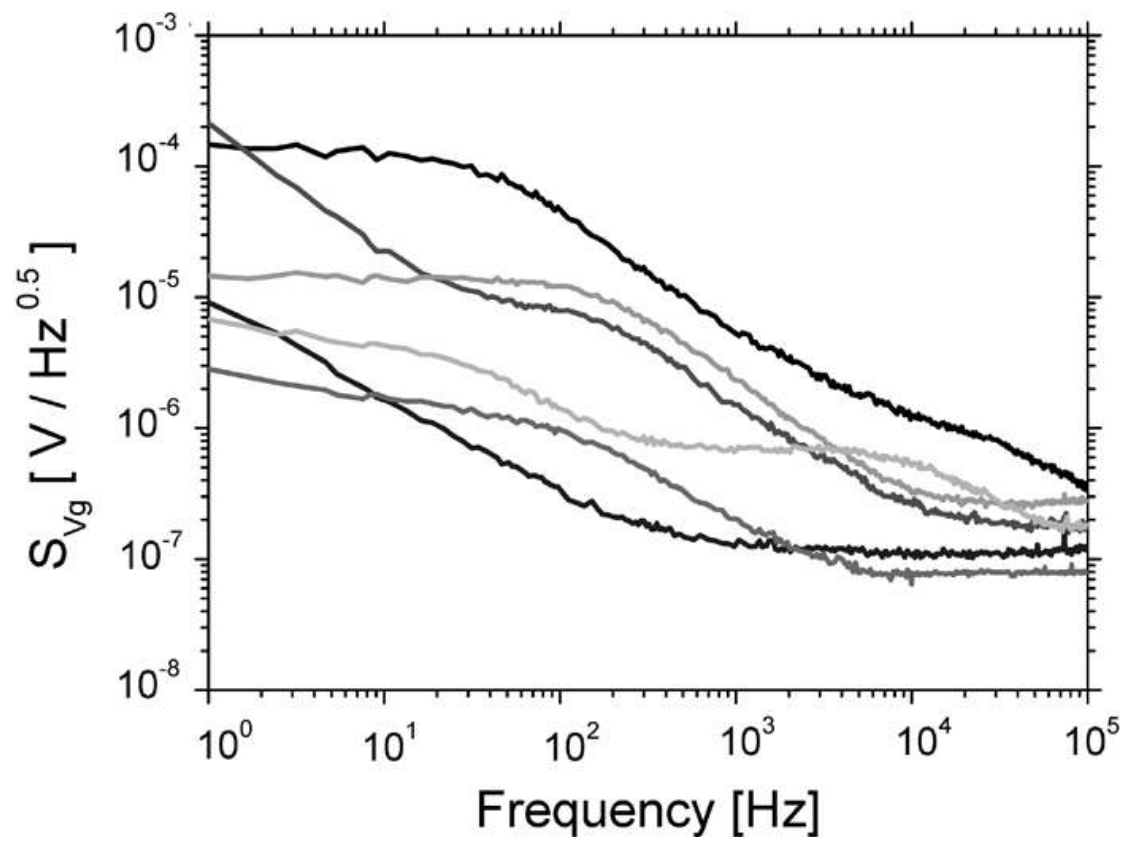
4.3 Lorentzian φάσματα

Ορισμένες φορές παρατηρούνται στις πειραματικές μετρήσεις flicker noise φάσματα τα οποία δεν υπακούουν στα υπάρχοντα μοντέλα. Τα φάσματα αυτά συνήθως ακολουθούν το $1/f$ μέχρι κάποιο σημείο παρουσιάζουν μια απότομα καθοδική τάση της τάξης του f^{-2} (όσο οι συχνότητες μεγαλώνουν), πράγμα που δεν είναι αναμενόμενο. Τα φάσματα

αυτά λέγονται Lorentzian. Στο χρόνο τα Lorentzian φάσματα φαίνονται σαν RTS και δείχνουν δύο επιπέδων κινητικότητα ρεύματος. RTS βρίσκουμε σχεδόν σε όλα τα MOSFET που είναι μικρότερα από $0.4\mu\text{m}^2$. Όσο πιο χαμηλή είναι η θερμοκρασία λειτουργίας της συσκευής (i) όσο πιο στενό είναι το εύρος της τάσης πύλης σε σχέση με τη θερμοκρασία στην οποία τα RTS παρατηρούνται, (ii) όσο χαμηλότερα είναι τα επίπεδα των υπόλοιπων θορύβων, και όσο μεγαλύτερες είναι οι συσκευές τόσο καλύτερα μπορούμε να παρατηρήσουμε τα RTS όταν τα συναντάμε [9].



Συνήθως τα φάσματα αυτά προκύπτουν από παγίδες και συναντώνται κυρίως σε τρανζίστορ μικρής επιφάνειας. Ισχυρές διακυμάνσεις παρατηρούνται στα φάσματα των διαφορετικών συσκευών με ίδιες γεωμετρίες και από το ίδιο wafer. Στις μικρότερες συσκευές τα Lorentzian σχήματα των ξεχωριστών RTS κυριαρχούν των χαρακτηριστικών του flicker noise καθώς και μπορεί να εκτιμηθεί ένα κάτω όριο για τον αριθμό των παγίδων από το άθροισμα των ορατών καμπυλών τύπου Lorentz στο συγκεκριμένο φάσμα συχνοτήτων. Η συμπεριφορά αυτή θέτει μεγάλες προκλήσεις για το σχεδιασμό και την υψηλή απόδοση αναλογικών και RF κυκλωμάτων ελάχιστης επιφάνειας χαμηλού θορύβου σε προηγμένες τεχνολογίες CMOS [13]. Το φαινόμενο αυτό έχει μελετηθεί βέβαια και έχουν προσαρμοστεί μοντέλα τα οποία μπορούν να το εντοπίσουν και να το αντιμετωπίσουν.



Σχήμα 4.5

Μετρήσεις θορύβου $1/f$ σε μικρής επιφάνειας τρανζίστορ που δείχνουν φάσματα τα οποία μοιάζουν με Lorentzian

Κεφάλαιο 5

Διαδικασία εκτέλεσης πειράματος

5.1 Πειραματική διαδικασία.

Οι μετρήσεις στις γεωμετρίες CMOS 180nm στα wafer ALP018D και native ALP018D εκτελέστηκαν στο εργαστήριο με τη βοήθεια του υπάρχοντος εξοπλισμού όσον αφορά τα μηχανήματα και το πρόγραμμα της Agilent, ICCAP 2008. Όλες οι μετρήσεις έγιναν σε θερμοκρασία δωματίου (25°C) οπότε και δε χρειάστηκε σύνδεση και λειτουργία του μηχανήματος ελέγχου θερμοκρασίας.

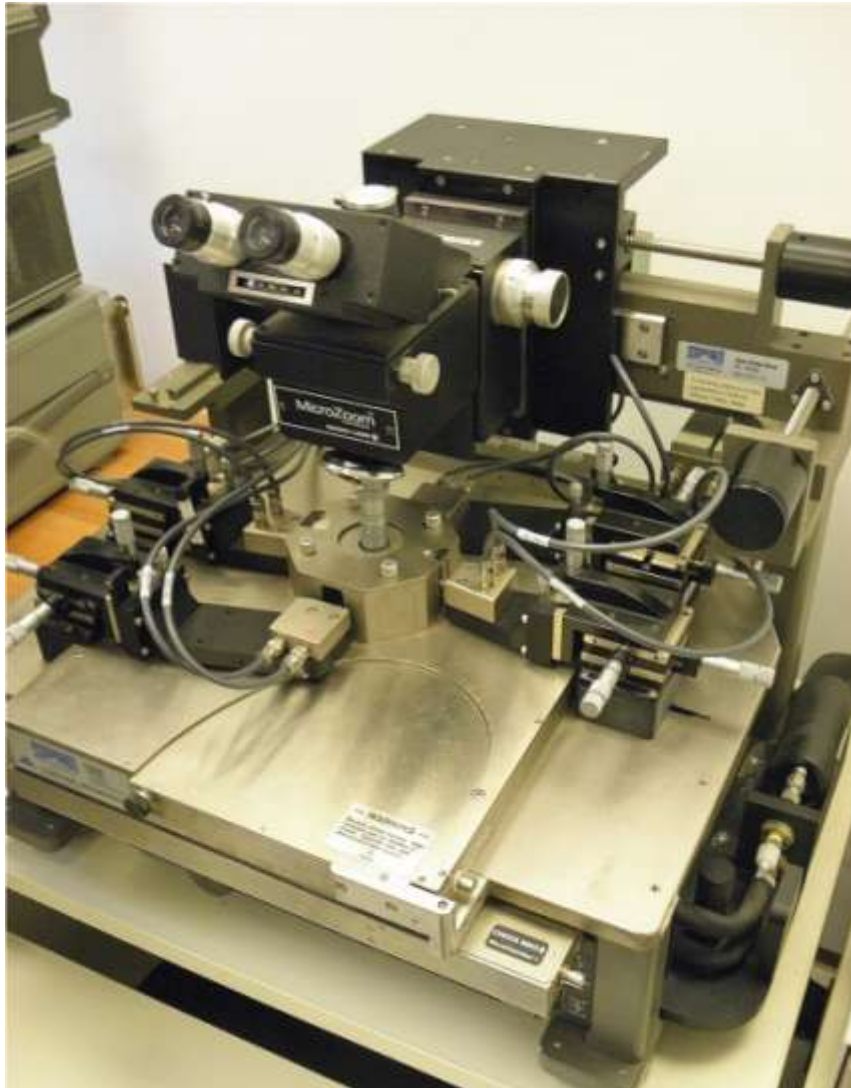
5.1.1 Διασύνδεση υλικού.

Προκειμένου να μην πιάνουμε θορύβους από το περιβάλλον, έπρεπε να χρησιμοποιήσουμε όσο το δυνατόν κοντύτερα καλώδια διασύνδεσης μηχανημάτων και φυσικά υψηλής ποιότητας κατασκευής και θωράκισης. Για να ελαχιστοποιήσουμε και τα μαγνητικά πεδία που δημιουργούνται από τη ροή ρεύματος και άρα και τον θόρυβο που θα παρουσιάζεται από το ένα καλώδιο στο άλλο συστρέφουμε όσο το δυνατόν παραπάνω τα καλώδια μεταξύ τους. Επίσης έπρεπε να γειώσουμε κατάλληλα τα καλώδια για να αποφύγουμε βρόχους γειώσεων και βρόχους μεταξύ καλωδίων σήματος και γείωσης.

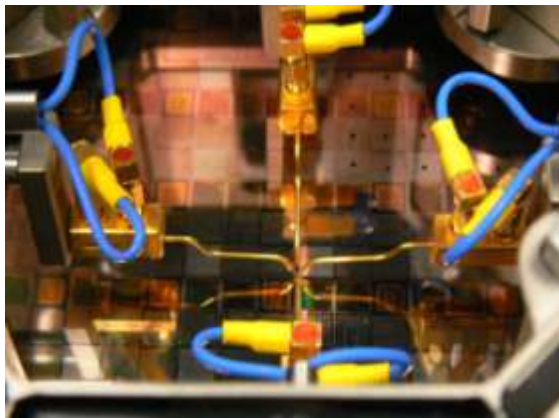
Από τον probe station τραβάμε τριαξονικά καλώδια (που το καθένα αντιστοιχεί σε μια βελόνα μέσα στον probe station) τα οποία τα πάμε στο χαμηλοπερατό φίλτρο 1Hz. Τα καλώδια αυτά αντιστοιχούν στο Source, το Bulk, το Drain και το Gate του κάθε transistor που μετράμε. Από το χαμηλοπερατό φίλτρο φεύγει επίσης ένα ομοαξονικό καλώδιο το οποίο πάει στον SR570 LNA καθώς και 3 καλώδια (από το drain και από το gate δύο τριαξονικά και από το switch ένα ομοαξονικό) τα οποία καταλήγουν στο Agilent 4142A DC Analyzer (στα SMU1 SMU2 και SMU3 αντίστοιχα). Από το out του SR570 LNA φεύγει επίσης ένα ομοαξονικό καλώδιο το οποίο καταλήγει τον Agilent 35670 DSA στο κανάλι 1, και άλλο ένα καλώδιο RS232 πάει στο NI CV232A RS232-GPIB Interface. Να πούμε εδώ ότι ο LNA δε διαθέτει GPIB interface οπότε έπρεπε να προσαρμόσουμε έναν αντάπτορα από RS232 σε GPIB. Από τα 2 τελευταία μηχανήματα καθώς και από τον DC Analyzer φεύγουν 3 καλώδια GPIB τα οποία πάνε στο GPIB-USB Interface το οποίο και τελικά συνδέεται στον υπολογιστή μας που διαθέτει ICCAP.

5.1.2 Μηχανήματα.

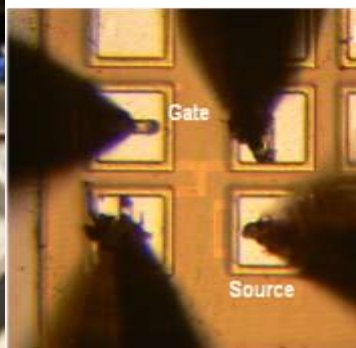
Cascade Microtech Probe station



Εικόνα 5.1



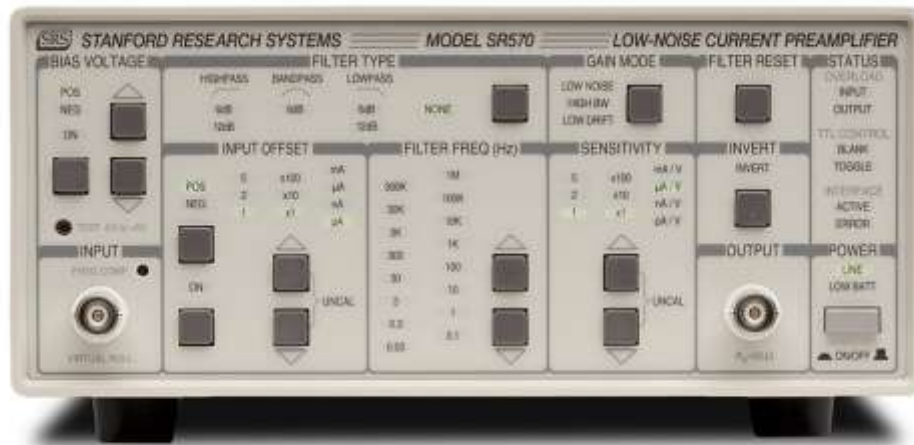
Εικόνα 5.2



Εικόνα 5.3

Stanford Research SR570 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου με επιλογή

ανίχνευσης υπερφόρτωσης (Overload detection).



Εικόνα 5.4

Agilent 35670A DSA (Δυναμικός Αναλυτής Σήματος).



Εικόνα 5.5

Agilent 4142A DC Αναλυτής

National Instruments CV232A RS232 – GPIB interface

RS232 καλώδιο (9 pins female – 25 pins male).



Εικόνα 5.6

Βαθυπερατό Φίλτρο 1 Hz.



Εικόνα 5.7

Ομοαξονικά BNC και TRIAX καλώδια και αντάπτορες.



Εικόνα 5.8



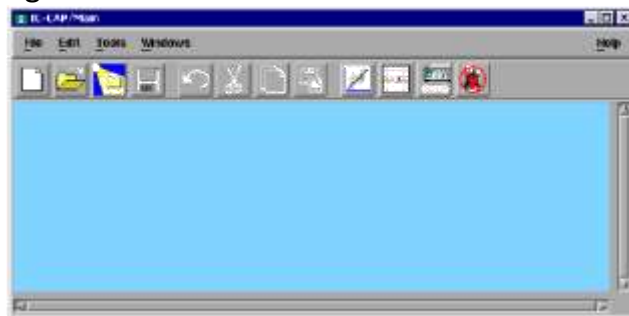
Εικόνα 5.9

GPIO καλώδια για διασύνδεση των οργάνων με το λογισμικό.



Εικόνα 5.10

Agilent ICCAP 2008

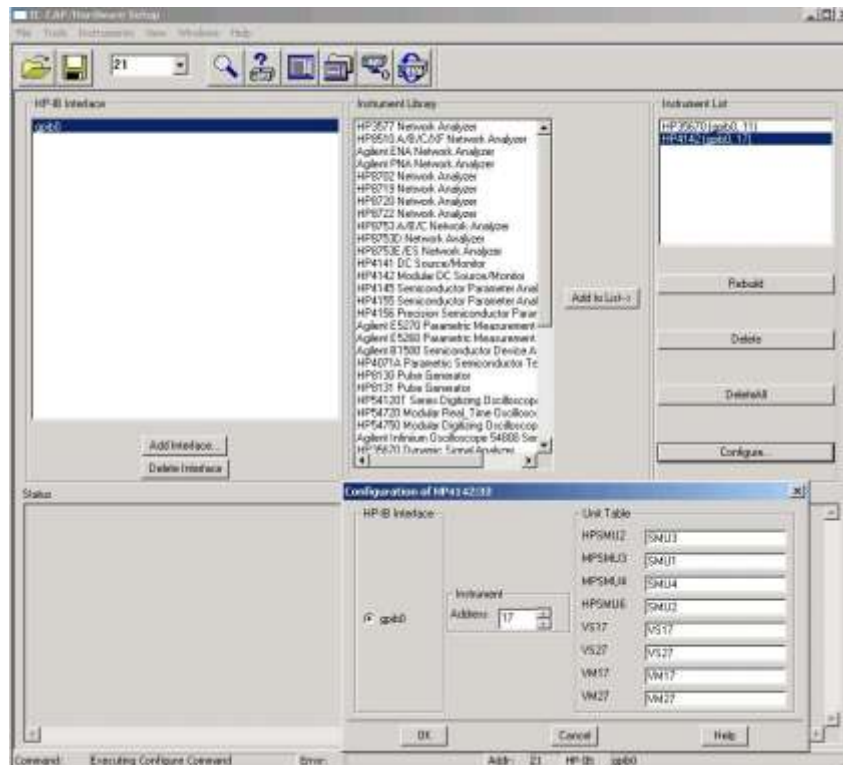


Εικόνα 5.11

5.2 Διαδικασία μέτρησης

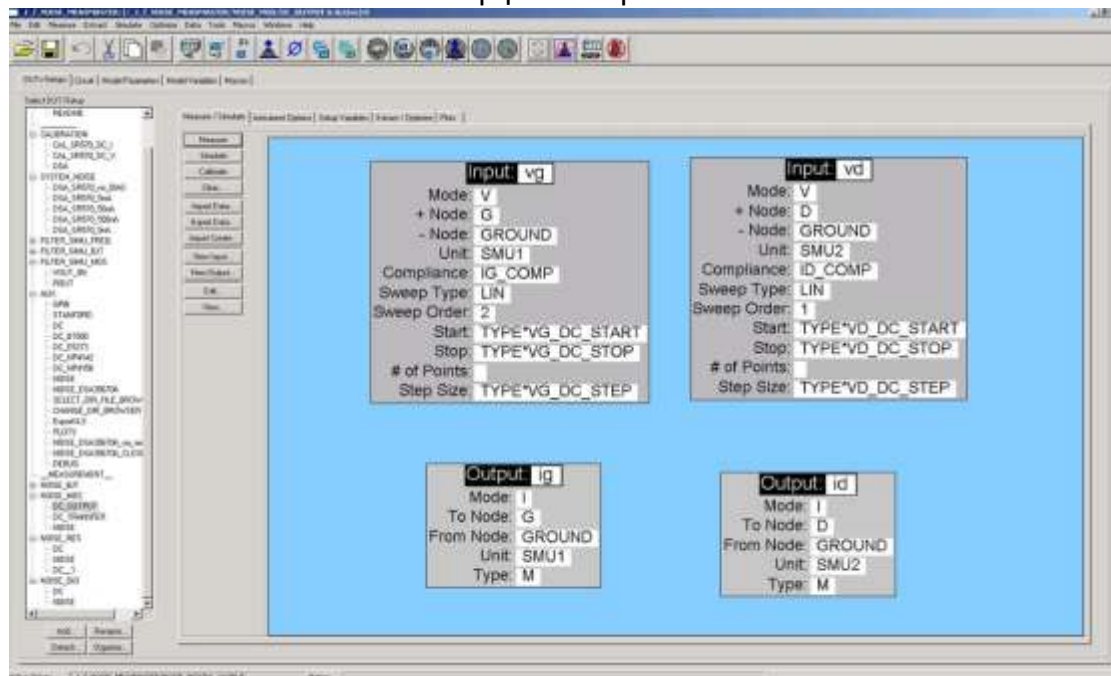
Ξεκινάμε τη διαδικασία της μέτρησης αφού σιγουρευτούμε πρώτα ότι όλες οι συσκευές επικοινωνούν μεταξύ τους όπως στο παραπάνω σχήμα, ότι έχουν τροφοδοσία και ότι λειτουργούν και δεν έχουμε κάποια αστοχία υλικού. Ανάβουμε τις συσκευές και περιμένουμε ώστε να ζεσταθούνε. Ανοίγουμε με τη σειρά το Agilent 35670 DSA, έπειτα τον LNA SR570, αφού του βγάλουμε την τροφοδοσία του δικτύου ώστε να μείνει με τη μπαταρία του. Αυτό το κάνουμε για να μην πιάνει ο ενισχυτής μας θόρυβο του δικτύου ηλεκτροδότησης (50Hz spikes) –βέβαια πειραματικά είδαμε ότι τελικά έχουμε spikes από το δίκτυο από άλλες συσκευές–. Συνεχίζουμε ανάβοντας τον DC Analyzer 4142B. Τέλος πάμε στον probe station και τοποθετούμε το wafer που περιέχει τις διατάξεις τις οποίες επιθυμούμε να μετρήσουμε. Ανάβουμε το λαμπάκι του probe station, και αναζητούμε τη συσκευή που θα μετρηθεί. Αφού την βρούμε, κατασκευάζουμε την διάταξη-γεωμετρία και κατεβάζουμε τις βελόνες στα κατάλληλα σημεία. Πρωτού απομακρυνθούμε από τον probe station δεν ξεχνάμε να κλείσουμε το λαμπάκι καθώς είναι πιθανό να μας εμφανίσει σφάλματα στις μετρήσεις φέρνοντας μας τον thermal noise σε άλλο επίπεδο από όπου τον αναμέναμε.

Ελέγχουμε μέσω του ICCAP για 2^η φορά ότι όλες οι συσκευές έχουν σωστή διασύνδεση μιας και μας δίνει τη δυνατότητα detection. Μέσω του ICCAP επίσης ρυθμίζουμε και κατάλληλα όλες τις περιφερειακές συσκευές που χρησιμοποιούμε για να εκτελέσουμε τα πειράματά μας. Στο hardware setup, κάνουμε configure το HP4142 μέσω του griib και ορίζουμε κατάλληλα τα SMU.

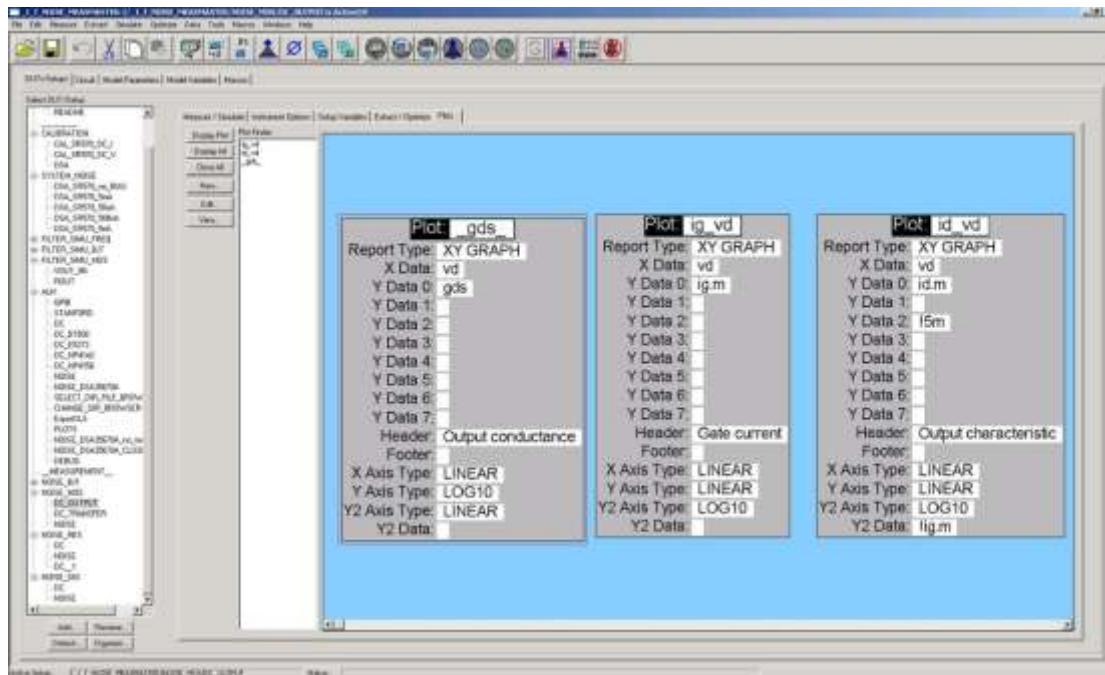


Εικόνα 5.13

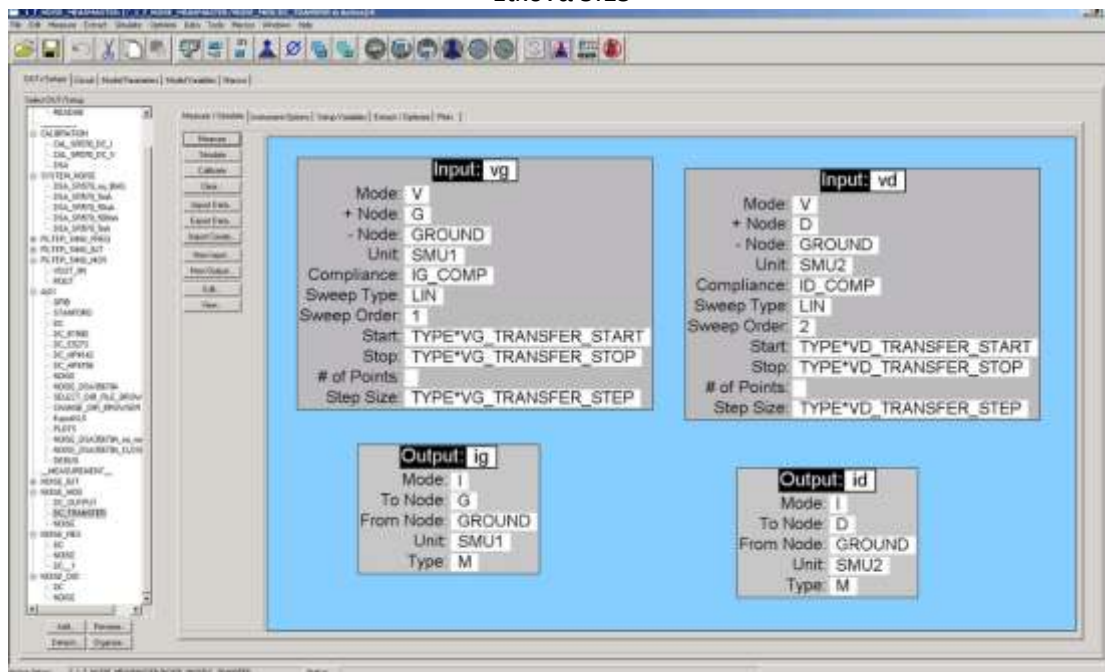
Έπειτα, πηγαίνουμε στην καρτέλα DUT s Setup και κατασκευάζουμε τα modules που θα μετρήσουν το DC output, το DC transfer και το Noise καθώς και τις κυματομορφές που θα εμφανίσουμε.



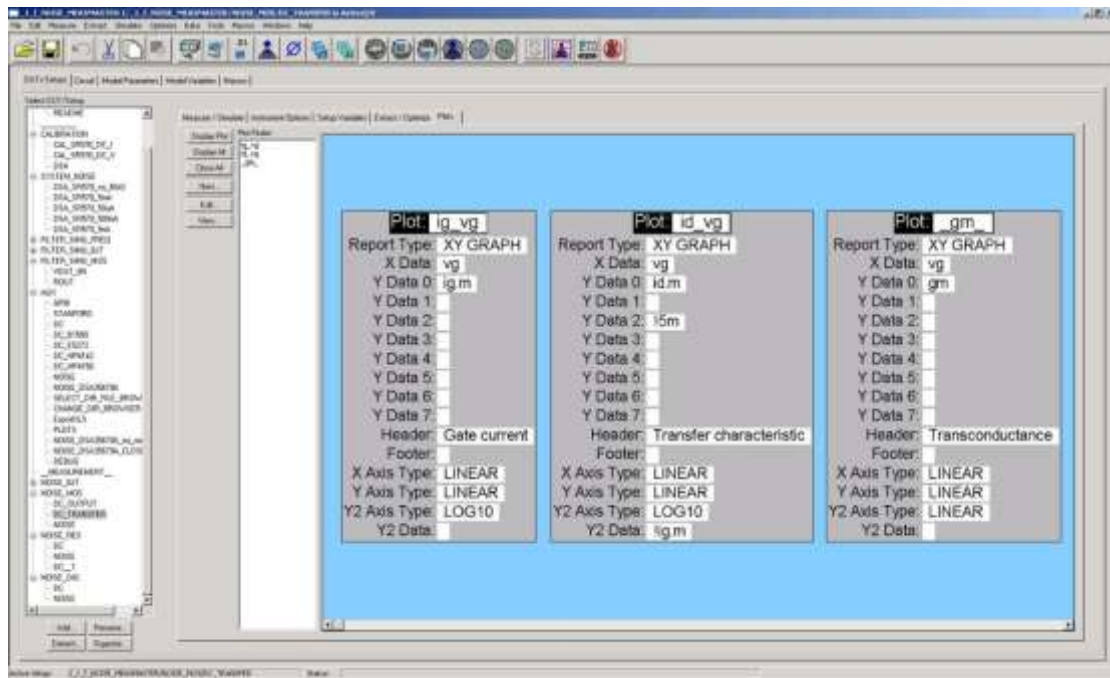
Εικόνα 5.14



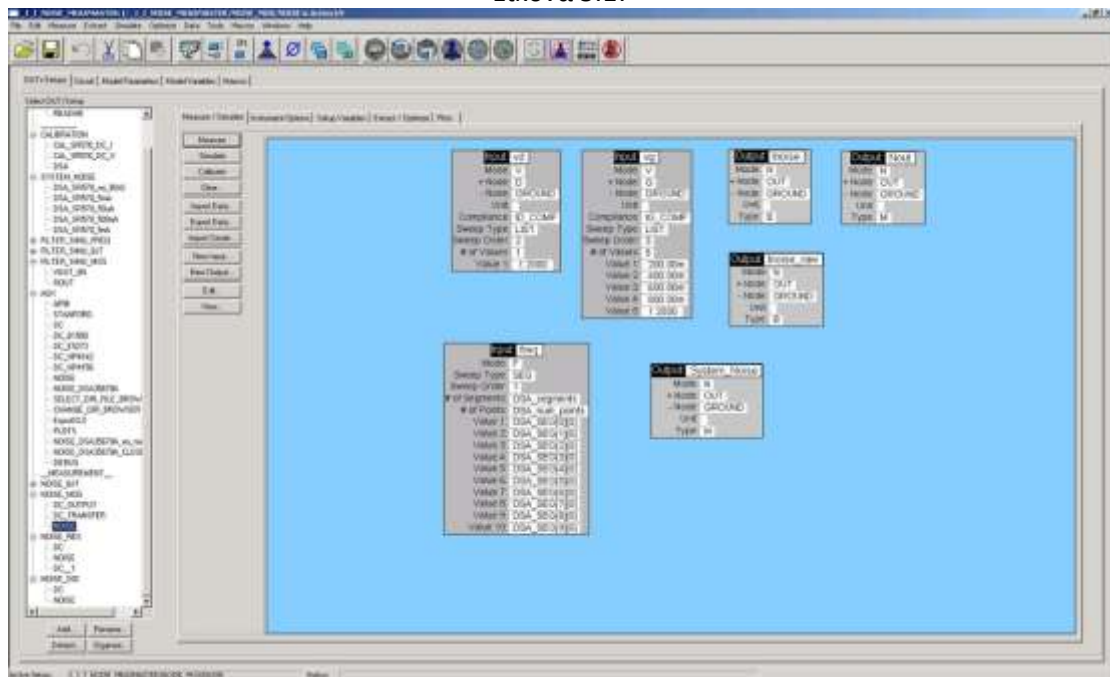
Εικόνα 5.15



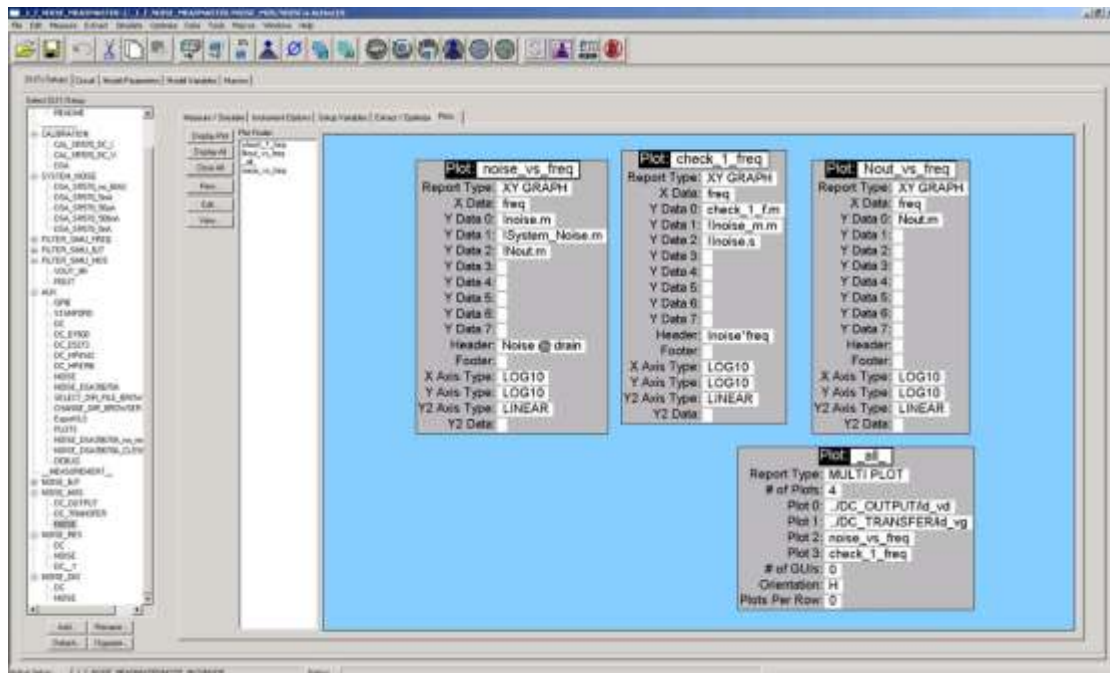
Εικόνα 5.16



Εικόνα 5.17



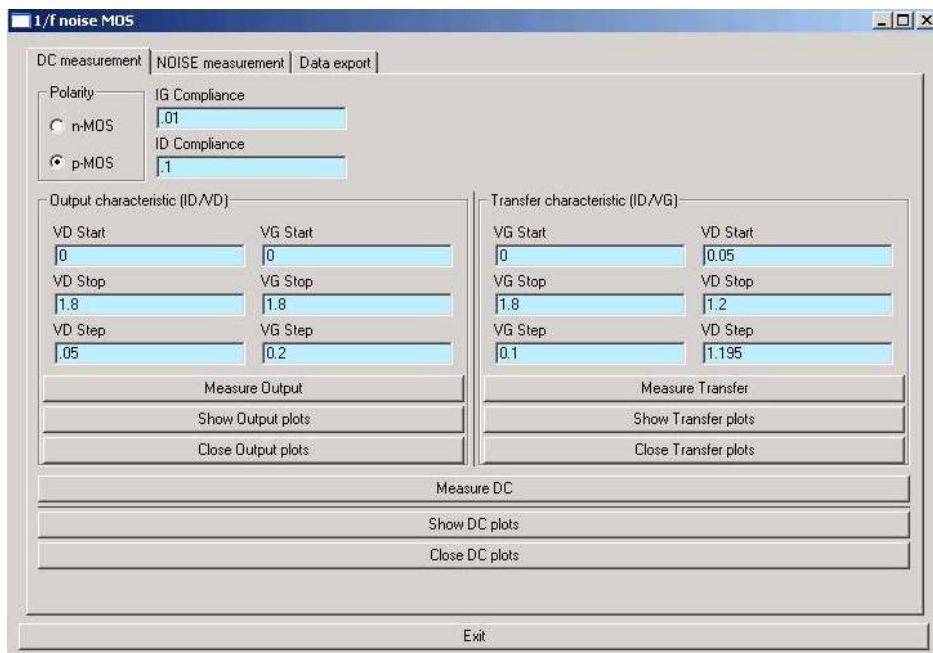
Εικόνα 5.18



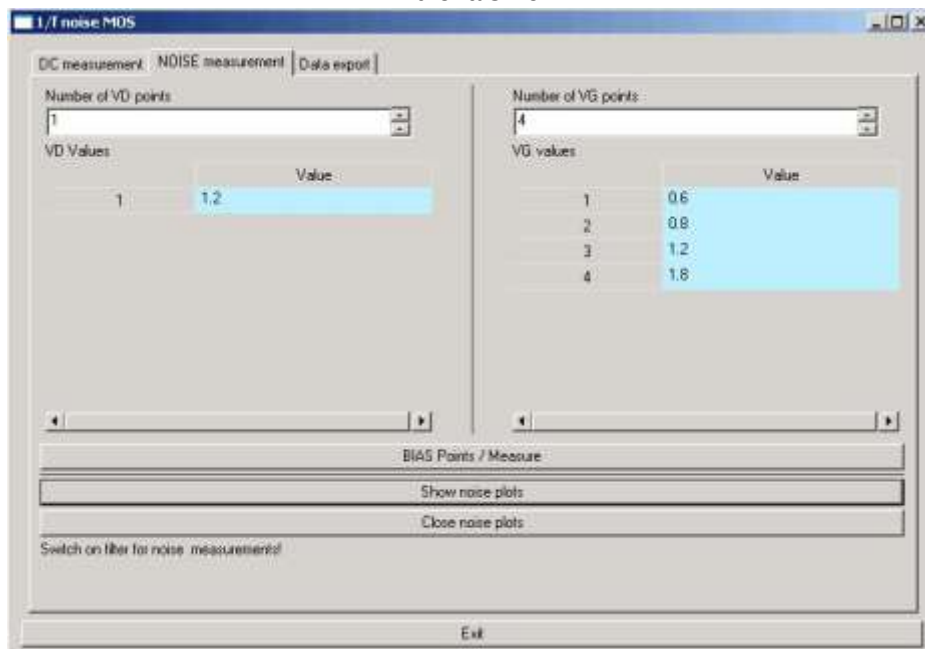
Εικόνα 5.19

Μεταφερόμαστε στην καρτέλα MOS όπου και επιλέγουμε ανάλογα με το τι διάταξη έχουμε να μετρήσουμε n-MOS ή p-MOS αντίστοιχα. Επιλέγουμε σημεία μέτρησης της output characteristic V_{Dstart} V_{Dstop} και step (0V, 1.8V, 0.05V αντίστοιχα) και V_{Gstart} V_{Gstop} και step (0V, 1.8V, 0.2V αντίστοιχα) και για την transfer characteristic, V_{Gstart} V_{Gstop} και step (0V, 1.8V, 0.1V αντίστοιχα) και V_{Dstart} V_{Dstop} και step (0.05V, 1.2V, 1.195V αντίστοιχα) και είμαστε σε θέση να εκτελέσουμε τη μέτρηση DC (δεν το κάνουμε όμως ακόμα καθώς δεν έχουμε ολοκληρώσει τις ρυθμίσεις).

Έπειτα, μεταφερόμαστε στην καρτέλα noise, όπου επιλέγουμε τον αριθμό των VD σημείων και τα ορίζουμε, number of VD points 1, value 1.2 και έπειτα τον αριθμό των VG σημείων που θα μετρήσουμε και τις τιμές τους, number of VG points 4, VG values 0.6, 0.8, 1.2, 1.8 για να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του θορύβου σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο φάσμα λειτουργίας τους.



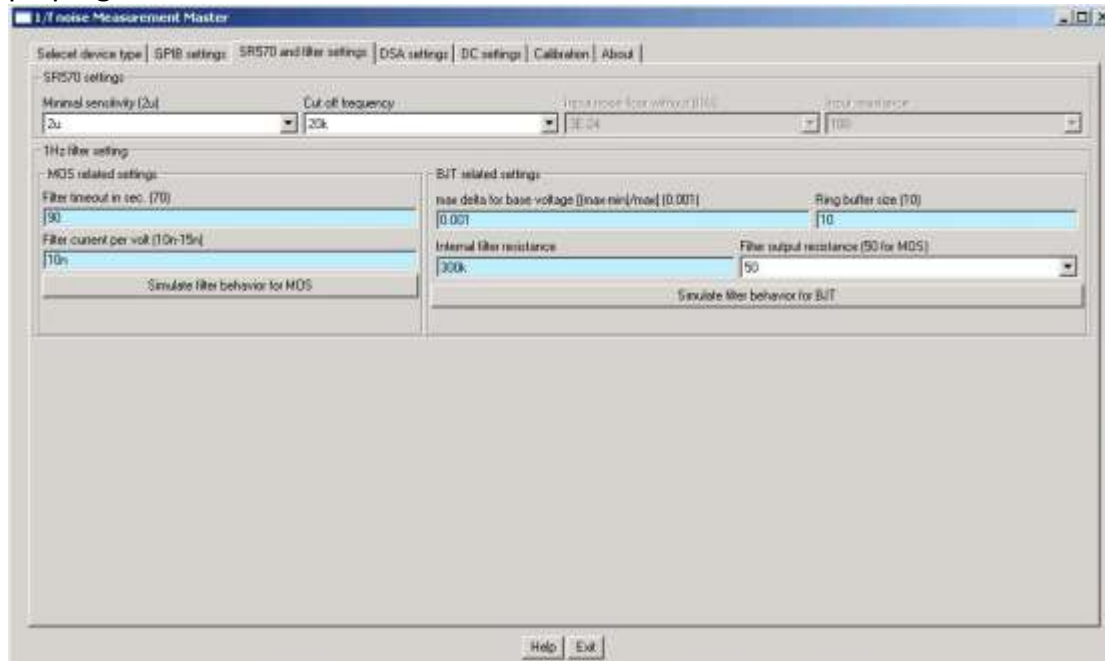
Εικόνα 5.20



Εικόνα 5.21

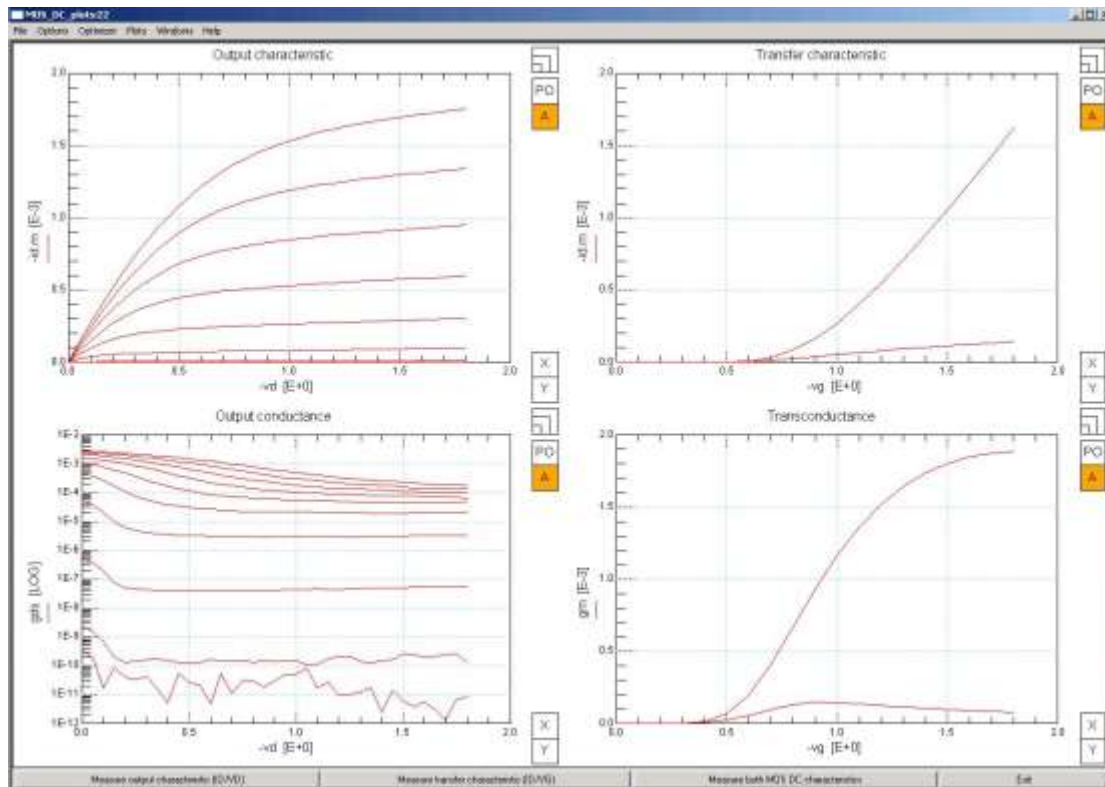
Αφού ολοκληρώσουμε και αυτές τις ρυθμίσεις πρέπει να setάρουμε και την ευαισθησία. Η ευαισθησία setάρεται μέσω της μέτρησης, οπότε, εκτελούμε την μέτρηση DC ώστε να μετρήσουμε τις γραφικές ID-VG και ID-VD ώστε να έχουμε στοιχεία για τις παραμέτρους του μοντέλου και στη συνέχεια την noise μέτρηση χρησιμοποιώντας την default ευαισθησία και ελέγχουμε αν «χτυπήσει» overload το μηχάνημα. Στην περίπτωση που έχουμε overload (κυρίως κατά τη μέτρηση του θορύβου), η μέτρηση μας είναι άκυρη και μεταφερόμαστε στην καρτέλα SR570 and filter settings και αλλάζουμε την ευαισθησία προκειμένου να επανεκτελέσουμε τη μέτρηση. Η ρύθμιση της ευαισθησίας του συστήματος είναι ίσως η πιο σημαντική καθώς θα πρέπει να

επιλέξουμε την ελάχιστη δυνατή ευαισθησία χωρίς να έχουμε overload. Η ευαισθησία, επηρεάζει την cutoff frequency και το noise floor του συστήματος. Η τιμή των $2u$ ήταν η πιο ορθή για όλες τις μετρήσεις που εκτελέστηκαν. Ισχύει ότι $sensitivity=1/gain$ άρα μεγάλη ευαισθησία σημαίνει μικρό gain και το ανάποδο.

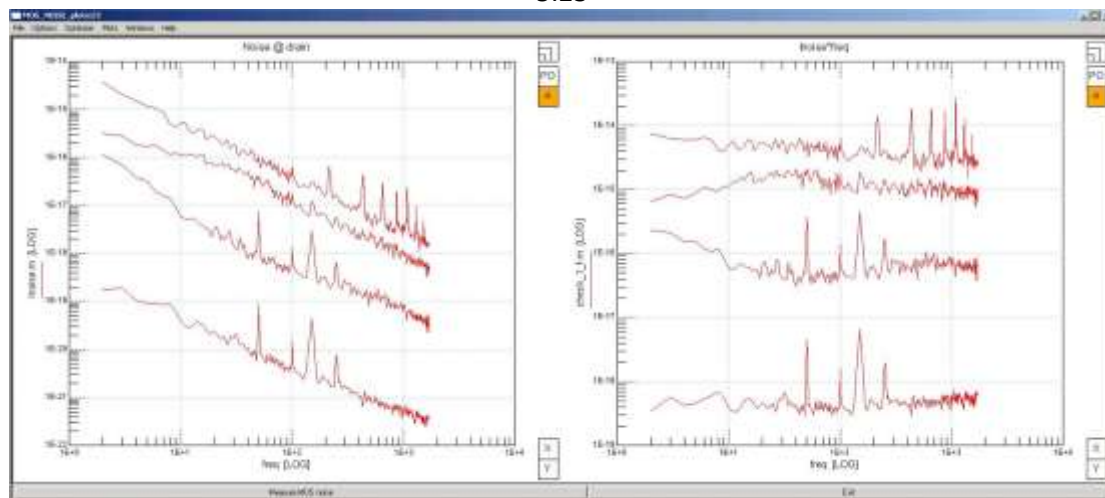


Εικόνα 5.22

Αφού εκτελεστεί σωστά λοιπόν η μέτρηση, το σύστημα μας δίνει (όπως έχουμε ρυθμίσει πρωτύτερα) τις DC κυματομορφές και τις κυματομορφές θορύβου.



Εικόνα
5.23

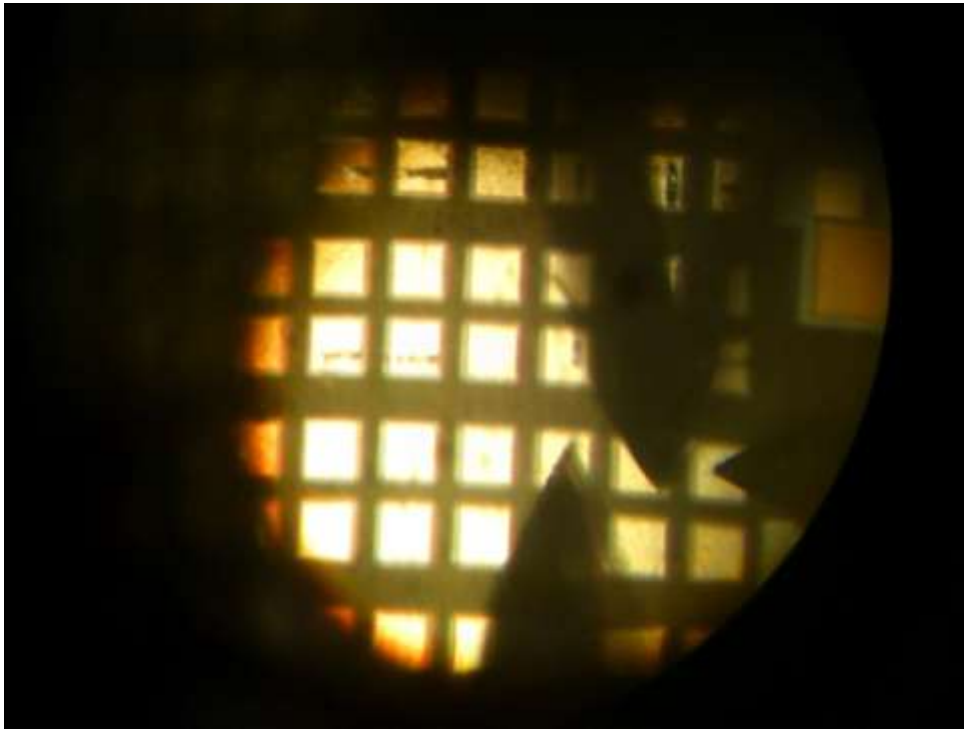


Εικόνα 5.24

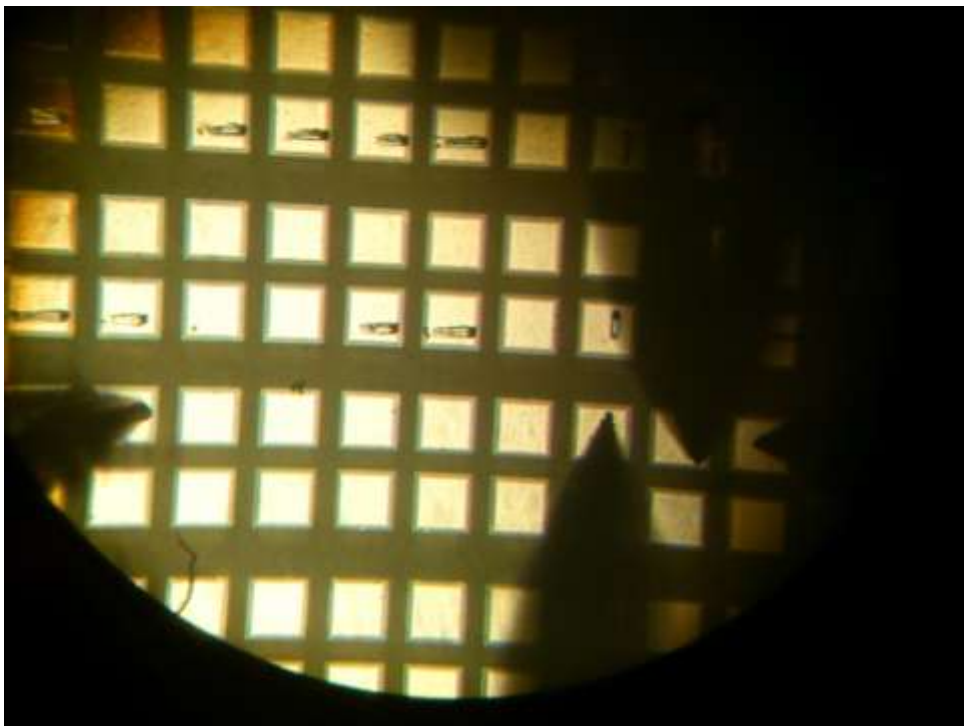
Αφού σιγουρευτούμε «εμπειρικά» για την ορθότητα τους περνάμε στη διαδικασία να τα κάνουμε export ώστε να τα κρατήσουμε σε αρχείο για επεξεργασία.

Από το wafer ALP018D μετρήθηκαν 4 γεωμετρίες και συνολικά 20 dies για PMOS και NMOS. Συνολικά οπότε έχουμε 40 μετρήσεις για κάθε γεωμετρία (20 διπλές) κάτι που αποτελεί επαρκές στατιστικό για μετέπειτα επεξεργασία. Πιο συγκεκριμένα μετρήθηκαν τα τρανζίστορ 10x10, 5x2, 10x0.18, 0.22 x 0.18. Κάθε μια γεωμετρία έχει τα αντίστοιχα PMOS και τα αντίστοιχα NMOS. Στο κάθε die κατασκευάζουμε τις αντίστοιχες γεωμετρίες,

Κρατάμε source bulk και gate κοινά και αλλάζουμε κάθε φορά το drain ώστε να κατασκευάσουμε τη γεωμετρία που θέλουμε. Μετακινούμε την βελόνα μέτρησης δηλαδή στο αντίστοιχο σημείο συμβουλευόμενοι πάντα το documentation. Κάθε die έχει διπλά transistor, δηλαδή έχει ένα ζευγάρι 10x10, ένα 5x2 κ.ο.κ.



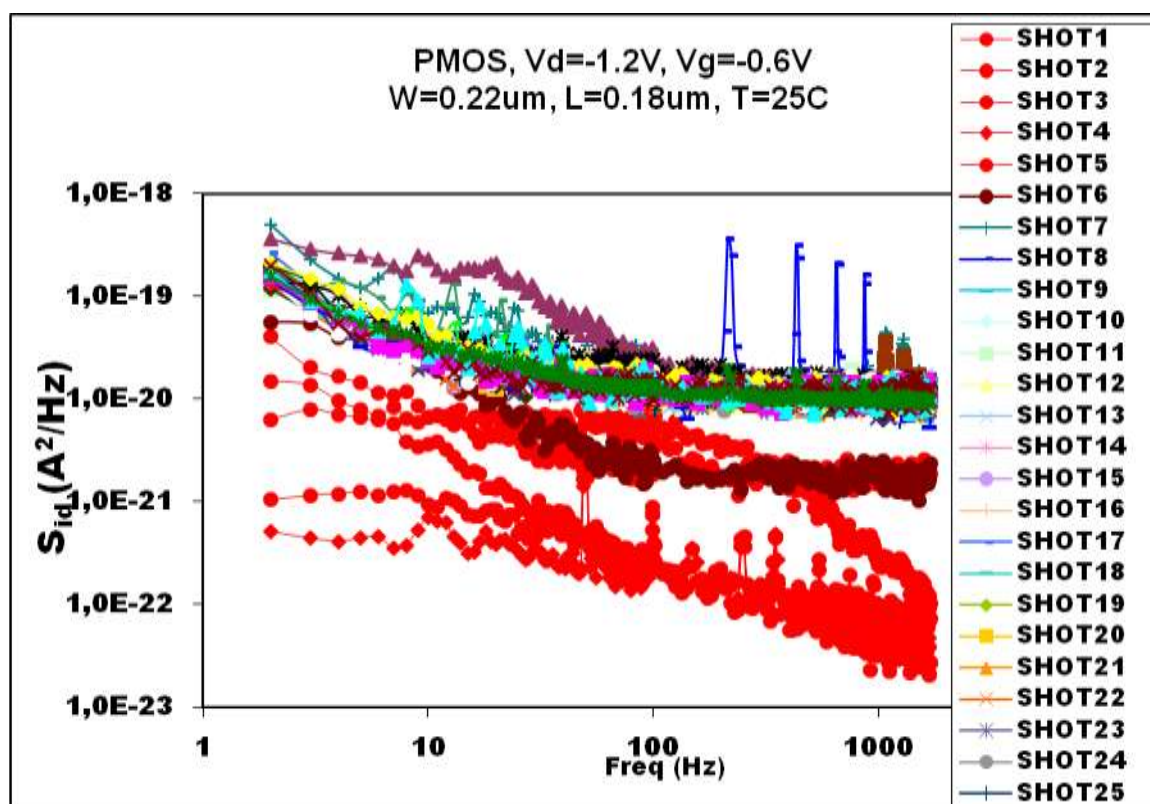
Εικόνα 5.25



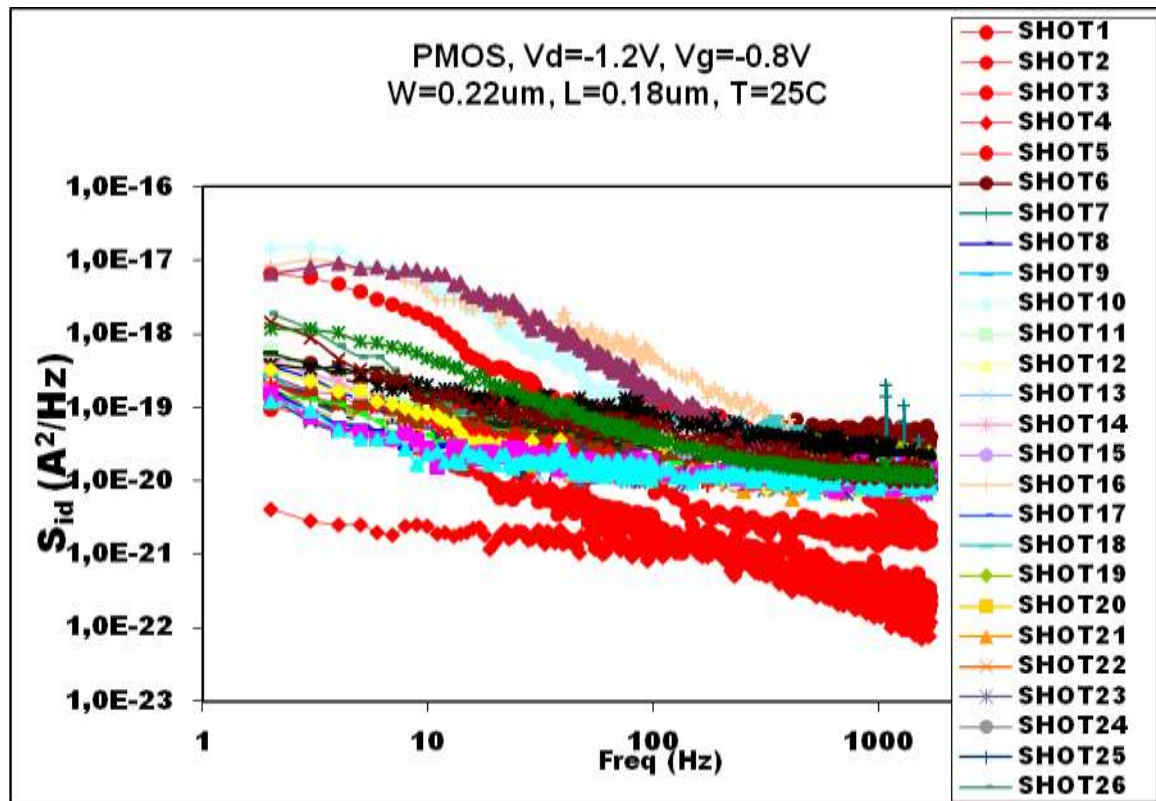
Εικόνα 5.26

5.3 Παρουσίαση αποτελεσμάτων

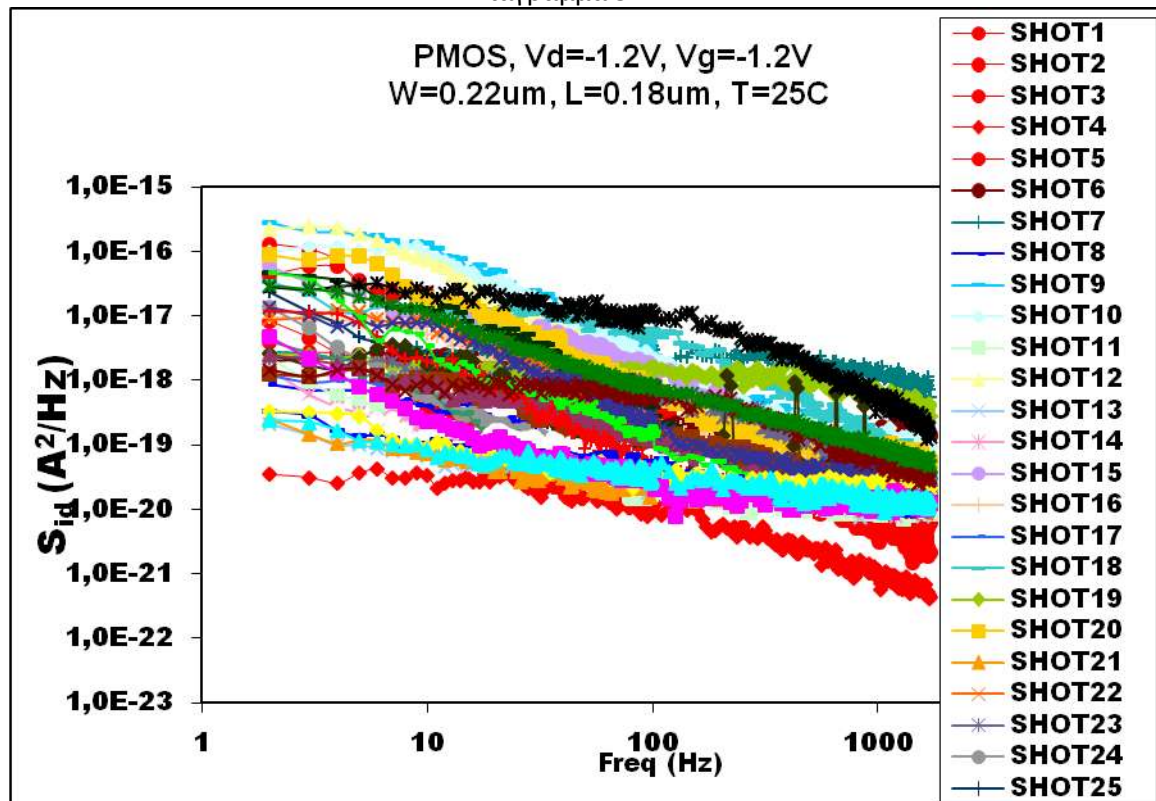
Παρακάτω παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα των μετρήσεων που εκτελέσαμε. Τα διαγράμματα που παρουσιάζονται έχουν σχεδιαστεί στο Microsoft Excel. Αφού κάναμε export τις μετρήσεις από το ICCAP σε μορφή txt, φτιάξαμε ένα πίνακα στο 1^ο φύλλο του Excel από όπου κάναμε import τις στήλες που μας ενδιαφέρονε. Όταν πήραμε από το κάθε shot τις μετρήσεις του θορύβου για την κάθε πόλωση αρχίσαμε να τις ομαδοποιούμε και να φτιάχνουμε σιγά σιγά τις γραφικές παραστάσεις απεικόνισης.



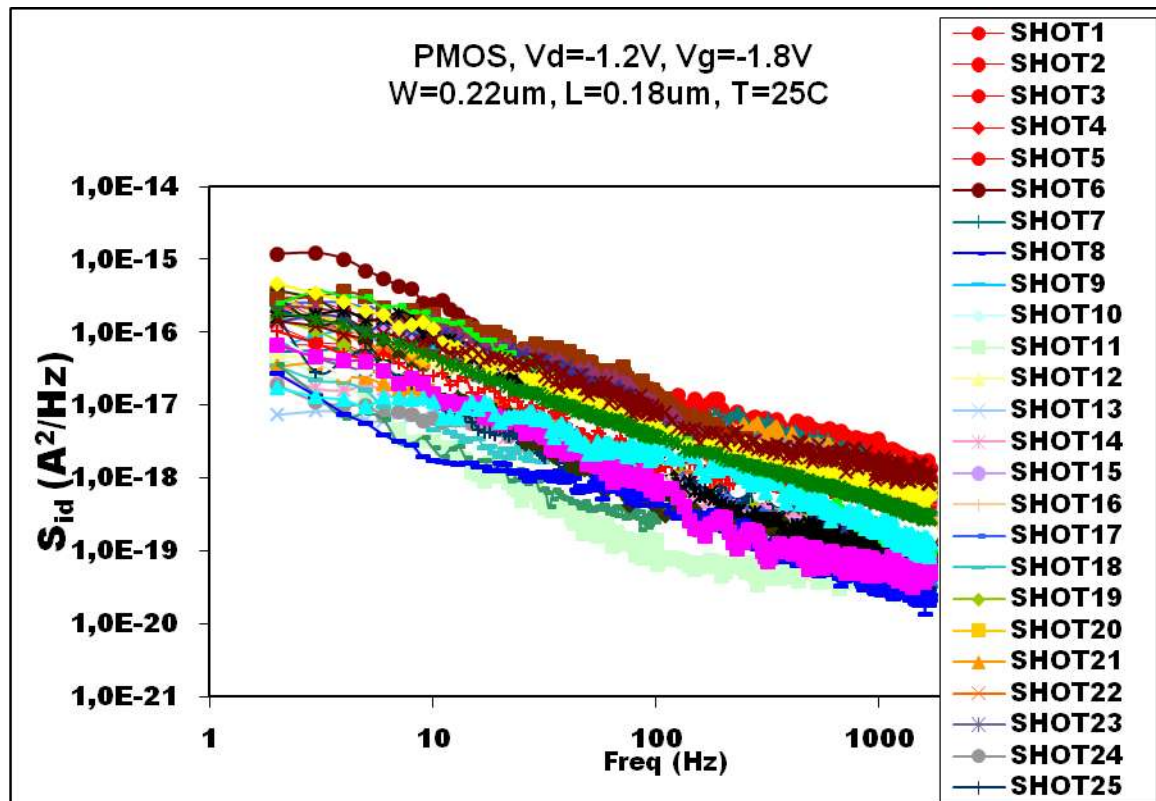
Διάγραμμα 5.1



Διάγραμμα 5.2

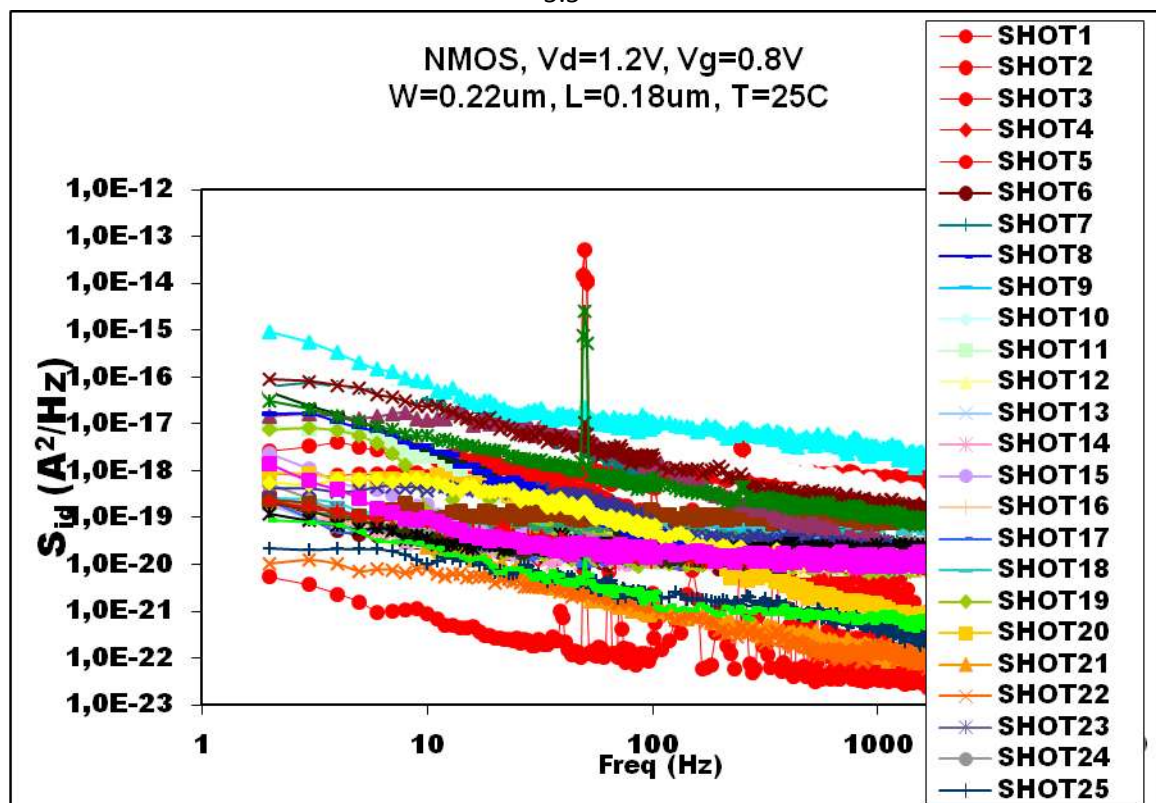
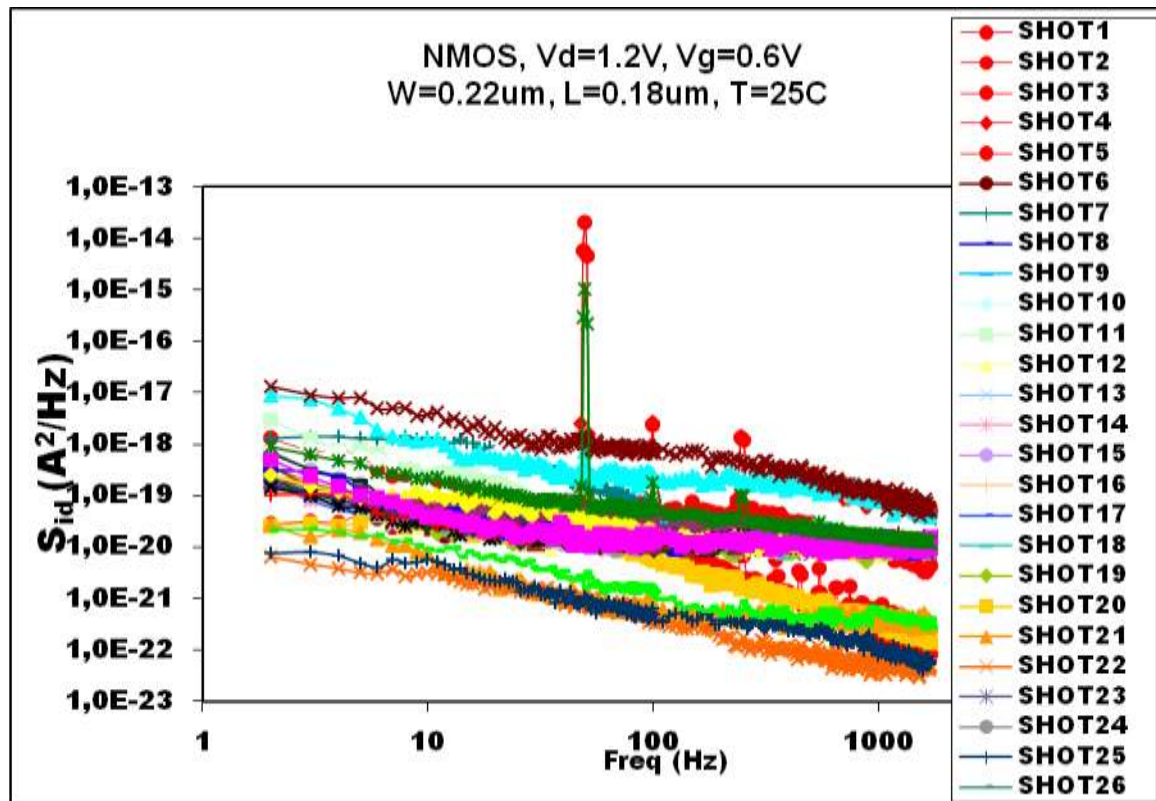


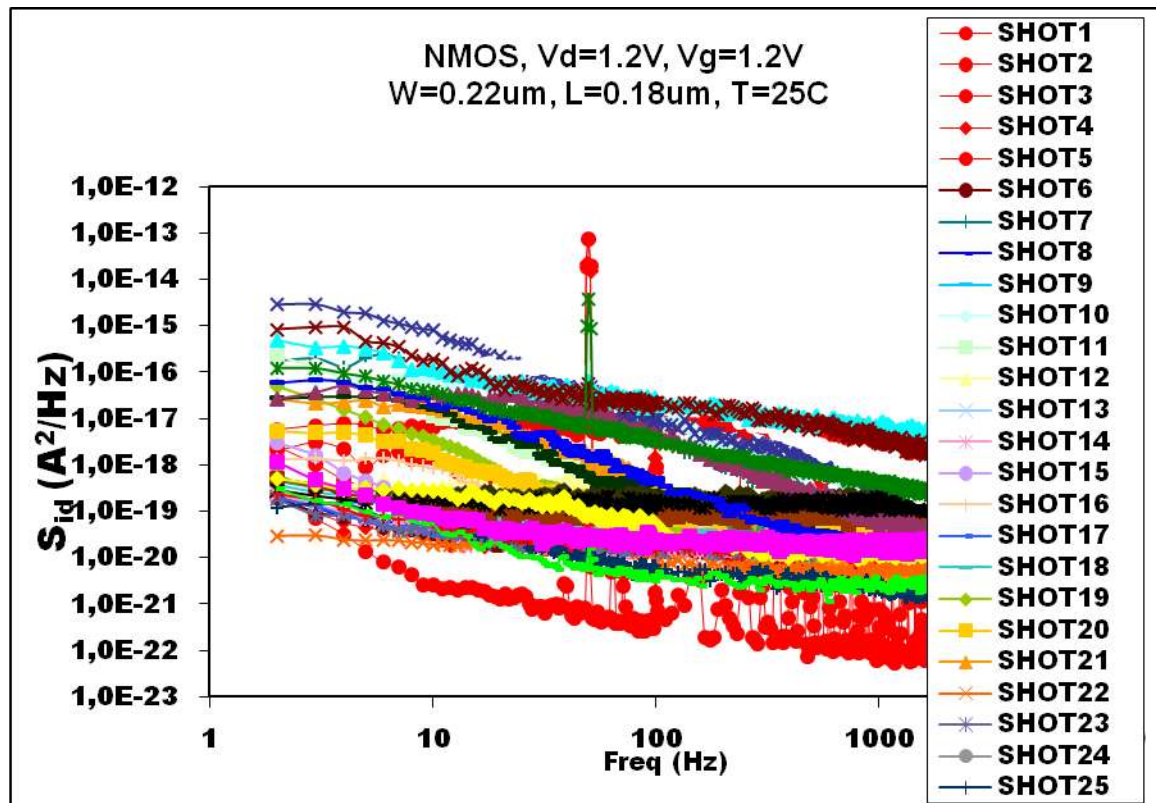
Διάγραμμα 5.3



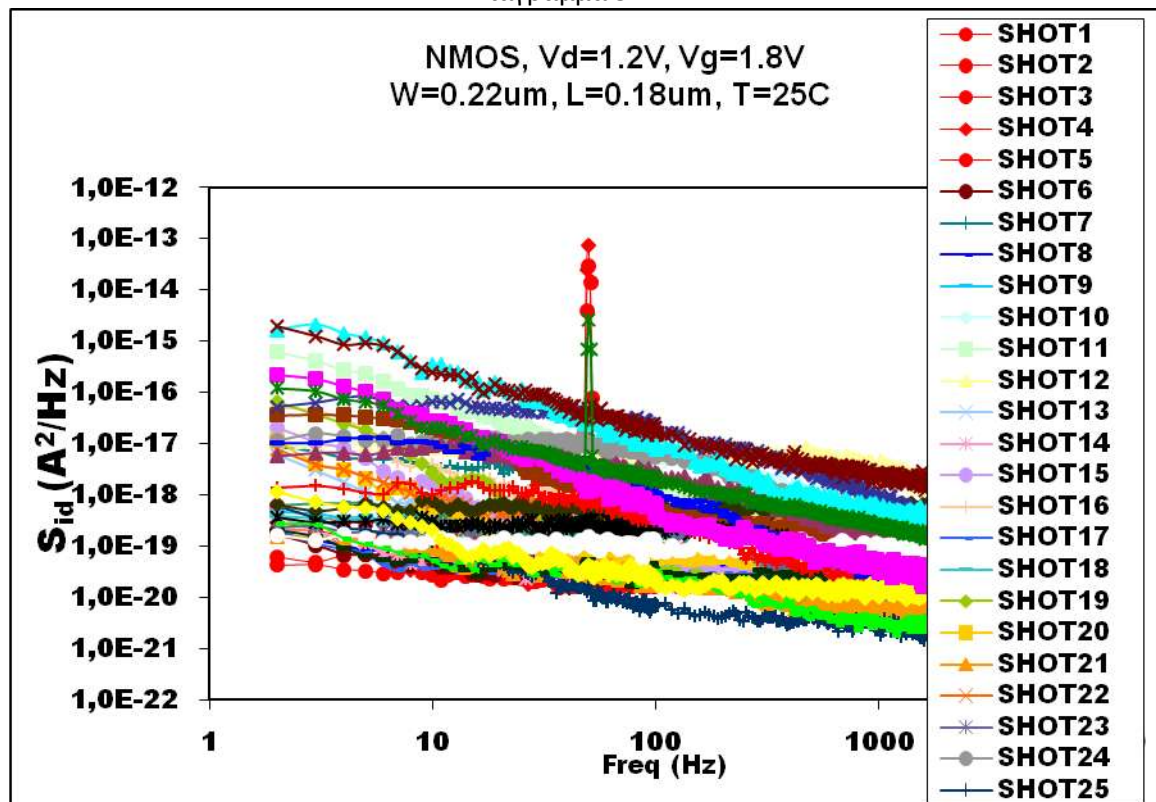
Διάγραμμα 5.4

Στα διαγράμματα 5.1 μέχρι 5.4 παρουσιάζονται ο Output noise (S_{id}) 40 PMOS τρανζίστορ με $W=0.22\mu m$ και $L=0.18\mu m$ για τιμές του V_g $-0.6V$, $-0.8V$, $-1.2V$, $-1.8V$ από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού ($V_d=-1.2V$). Μετρήθηκαν 40 shots (1 shot ανα τρανζίστορ) από 20 dies της ίδιας γεωμετρίας τρανζίστορ έτσι ώστε να μπορούμε να βγάλουμε ακριβή στατιστικά συμπεράσματα για τη συμπεριφορά του. Από τα 4 αυτά διαγράμματα παρατηρούμε ότι η αύξηση του V_g οδηγεί και στην αύξηση του θορύβου πράγμα το οποίο είναι λογικό μιας και η αύξηση του V_g οδηγεί στην αύξηση του g_m και ως γνωστόν ο θόρυβος εξαρτάται από το g_m . Βλέπουμε επίσης εδώ όπως θα δούμε και παρακάτω ότι η διασπορά του θορύβου εξαρτάται από το V_g (έχει αντιστρόφως ανάλογη σχέση). Δηλαδή παρατηρούμε μια μείωση της διασποράς με την αύξηση του V_g .





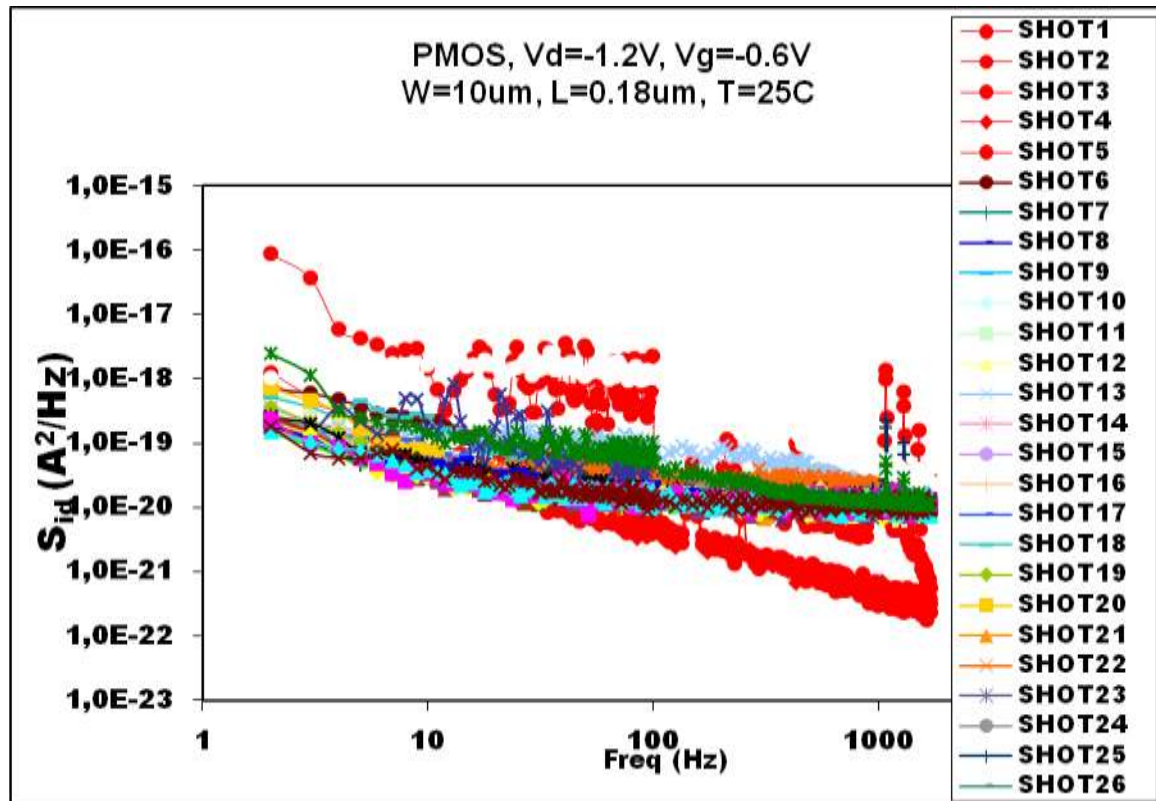
Διάγραμμα 5.7



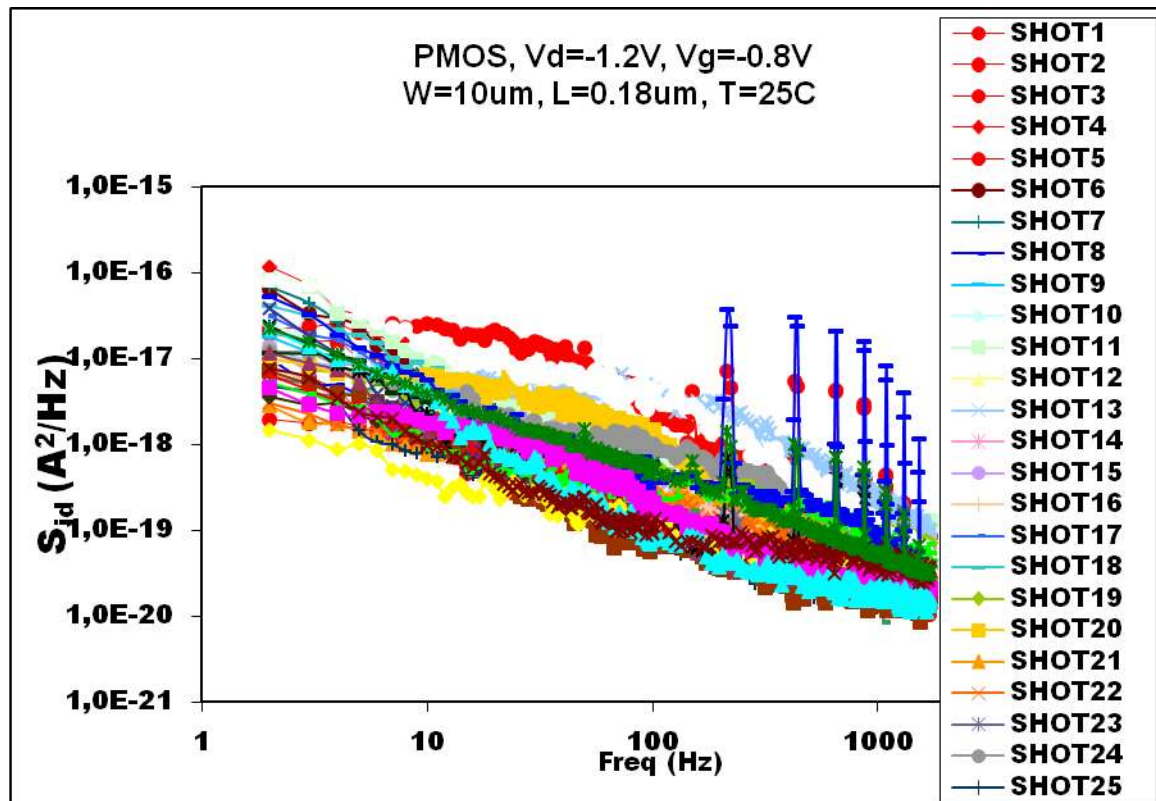
Διάγραμμα 5.8

Στα διαγράμματα 5.5 μέχρι 5.8 παρουσιάζονται ο Output noise των αντίστοιχων NMOS τρανζίστορ με $W=0.22\mu m$ και $L=0.18\mu m$ για τιμές του V_g 0.6V, 0.8V, 1.2V, 1.8V από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού

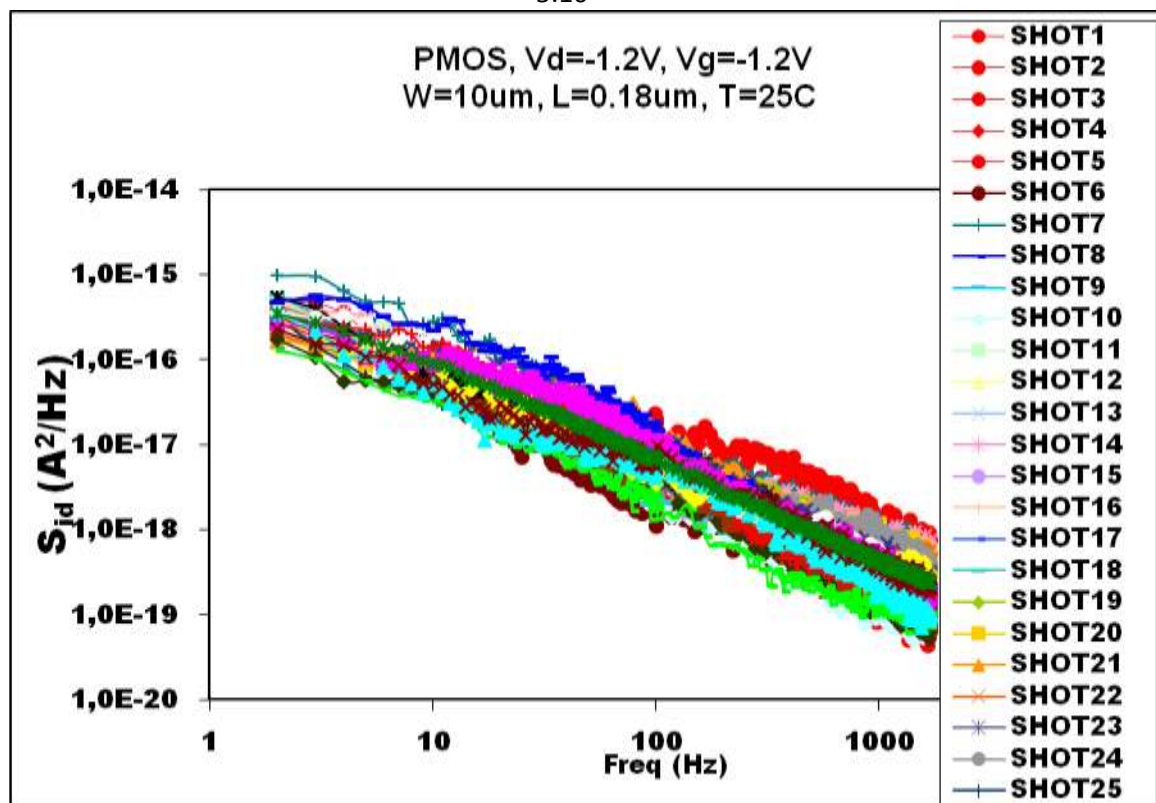
($V_d=1.2V$). Από τα 4 αυτά διαγράμματα παρατηρούμε ότι η αύξηση του V_g οδηγεί και στην αύξηση του θορύβου όχι όμως σε τέτοιο βαθμό όπως συναντήσαμε στο PMOS. Σε αυτά τα διαγράμματα επίσης συναντάμε spikes. Βλέπουμε δηλαδή το μηχάνημα μέτρησης LFN να πιάνει και άλλους εξωτερικούς θορύβους με κυρίαρχο τον θόρυβο από την παροχή πόλωσης (SMU) 50Hz.



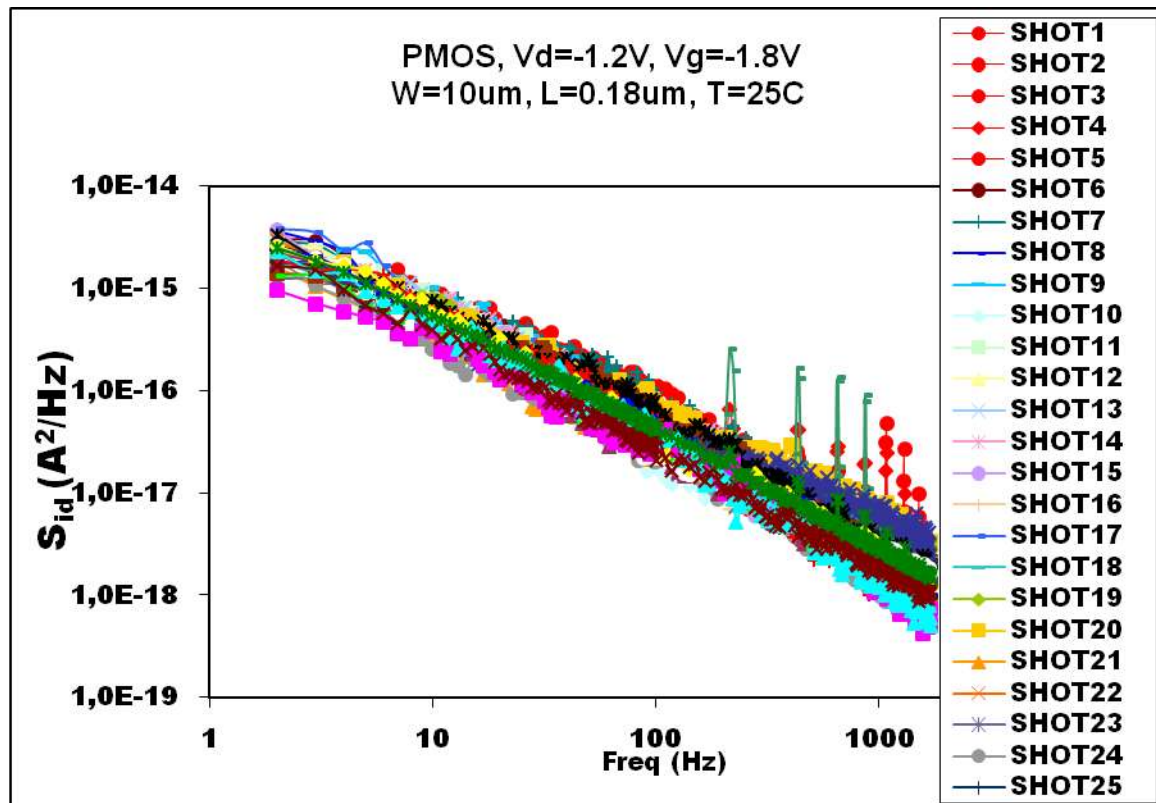
Διάγραμμα
5.9



Διάγραμμα
5.10

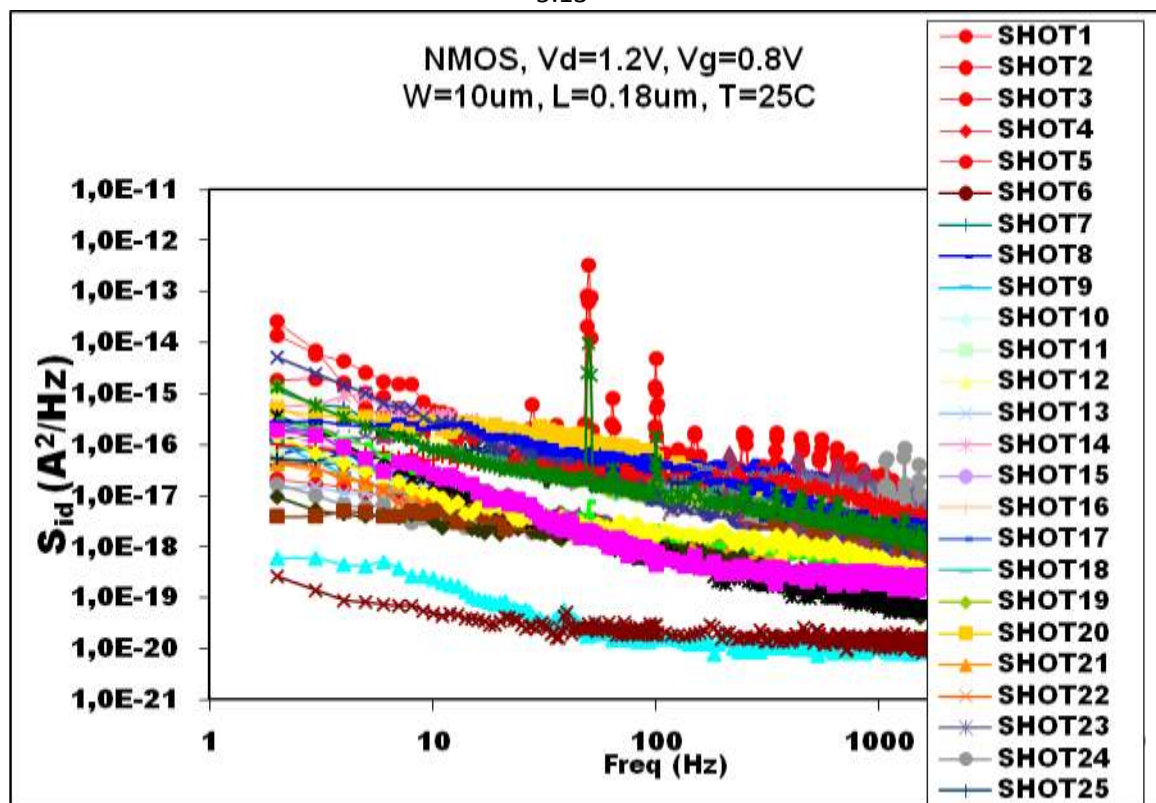
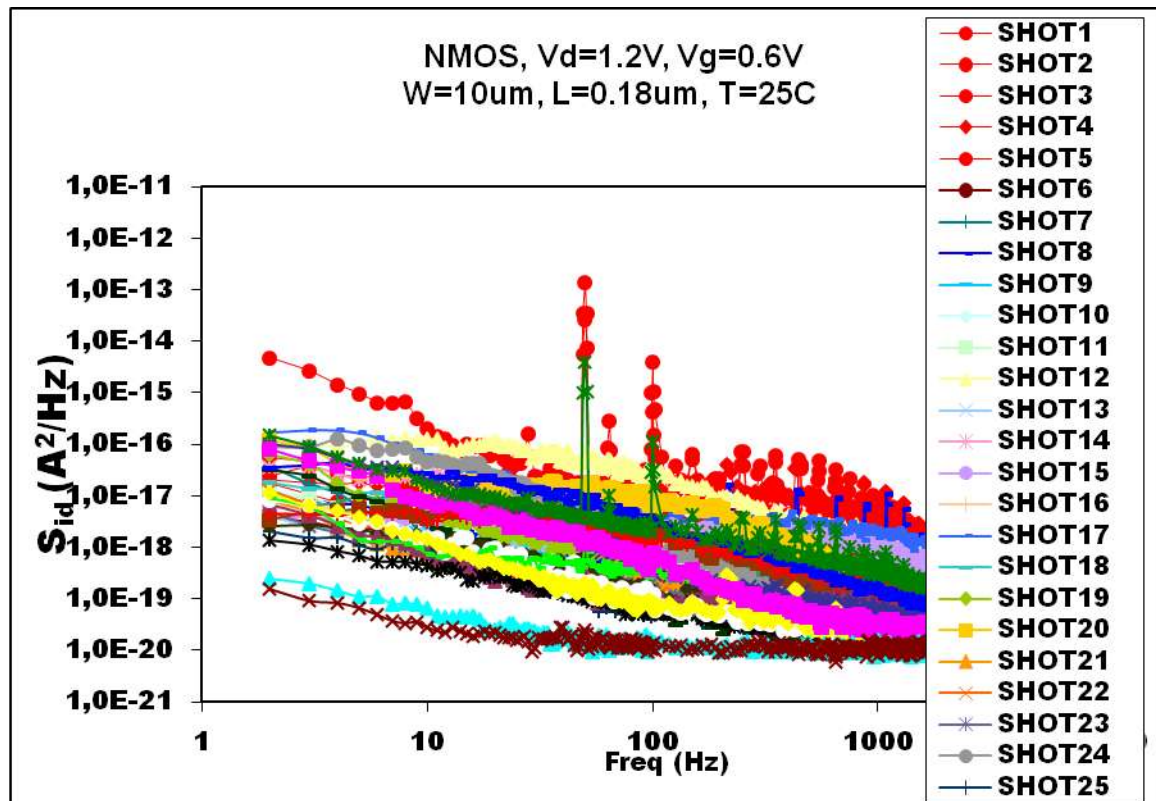


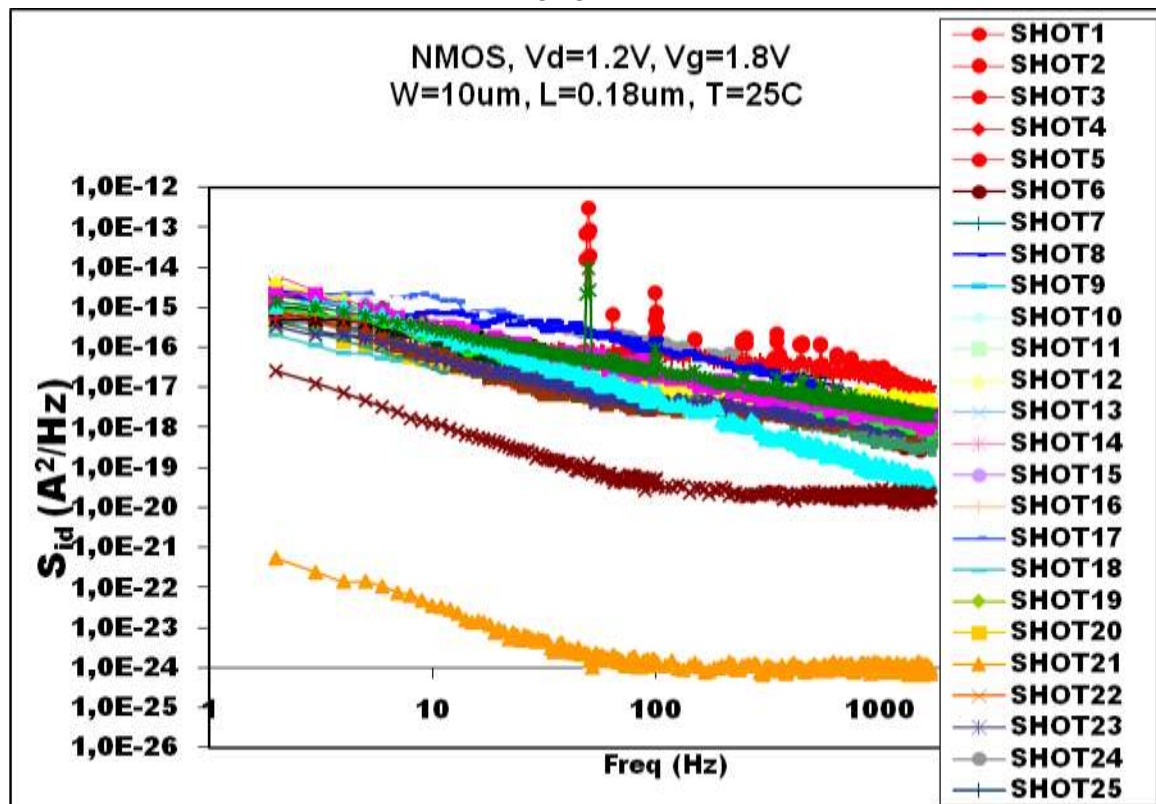
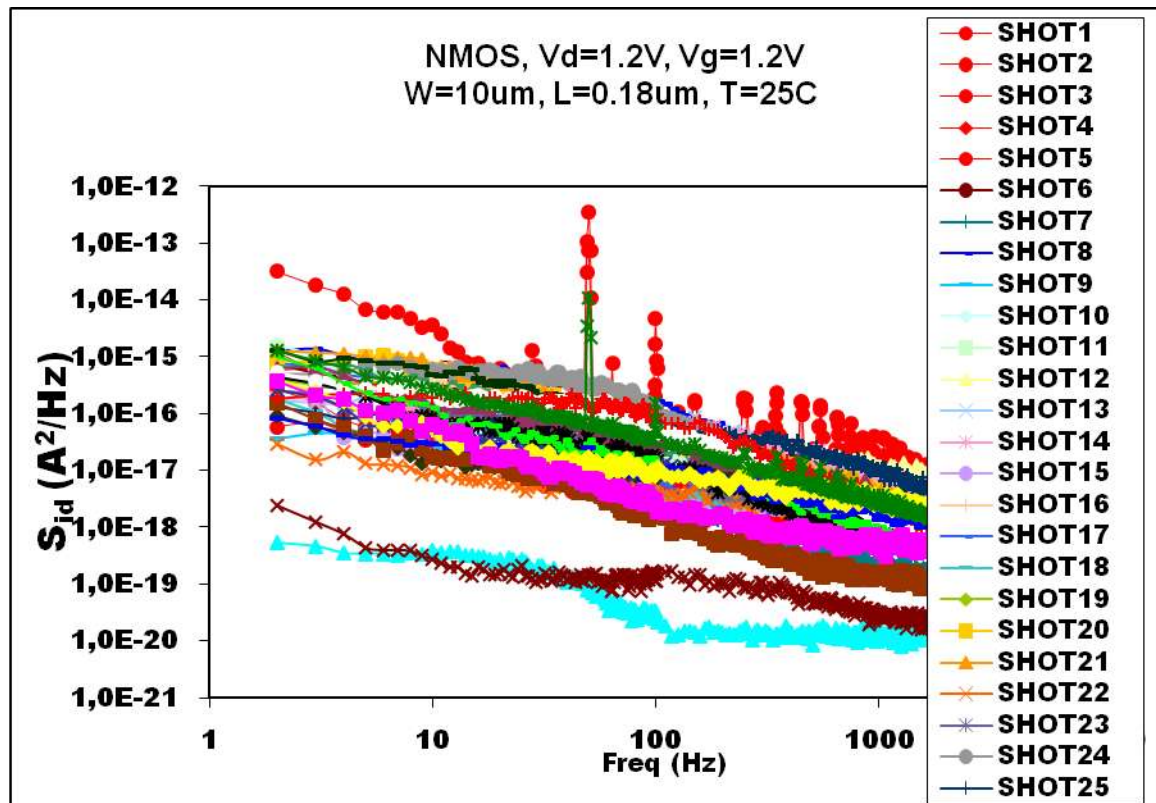
Διάγραμμα
5.11



Διάγραμμα 5.12

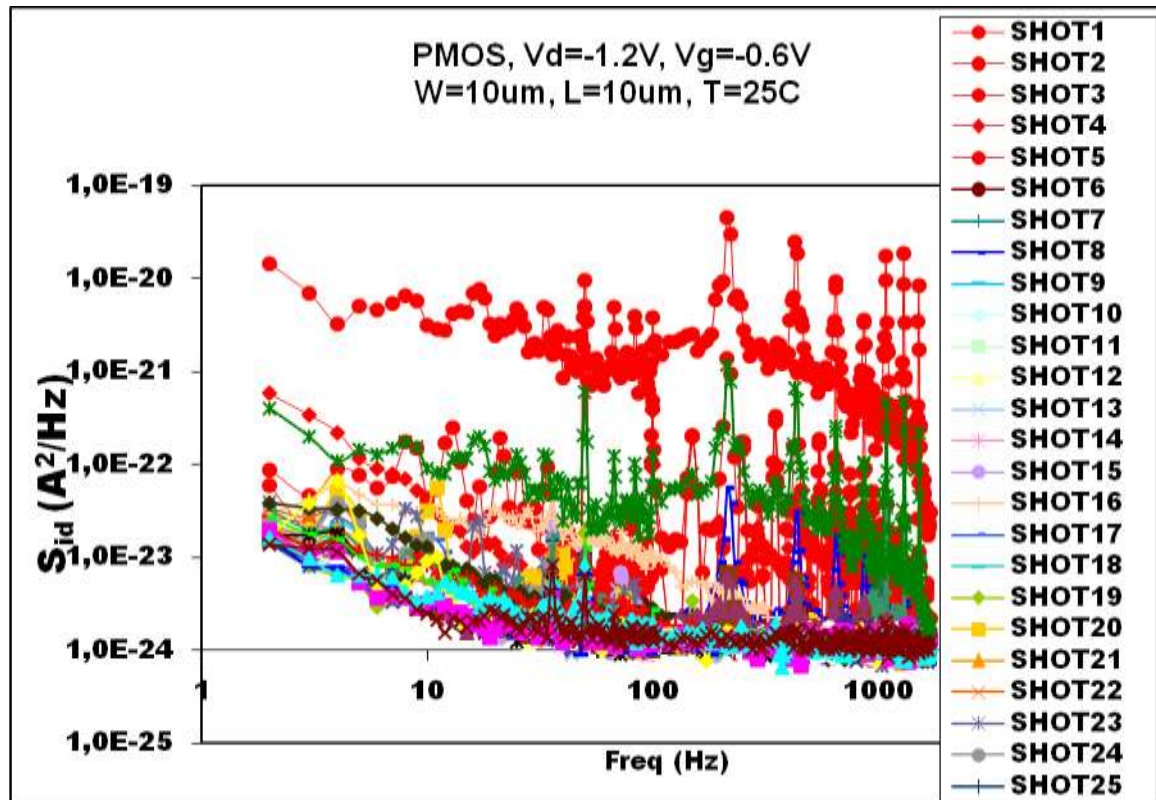
Στα διαγράμματα 5.9 μέχρι 5.12 παρουσιάζονται ο Output noise 40 PMOS τρανζίστορ με $W = 10\mu m$ και $L = 0.18\mu m$ για τιμές του V_g $-0.6V$, $-0.8V$, $-1.2V$, $-1.8V$ από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού ($V_d = -1.2V$). Από τα 4 αυτά διαγράμματα παρατηρούμε ότι η αύξηση του V_g οδηγεί και στην αύξηση του θορύβου. Ακόμη παρατηρούμε ότι με το πλάτος του τρανζίστορ να έχει μεγαλώσει έχουμε μια μεγαλύτερη αύξηση στο θόρυβο σε σχέση με το PMOS $0.22\mu m \times 0.18\mu m$.



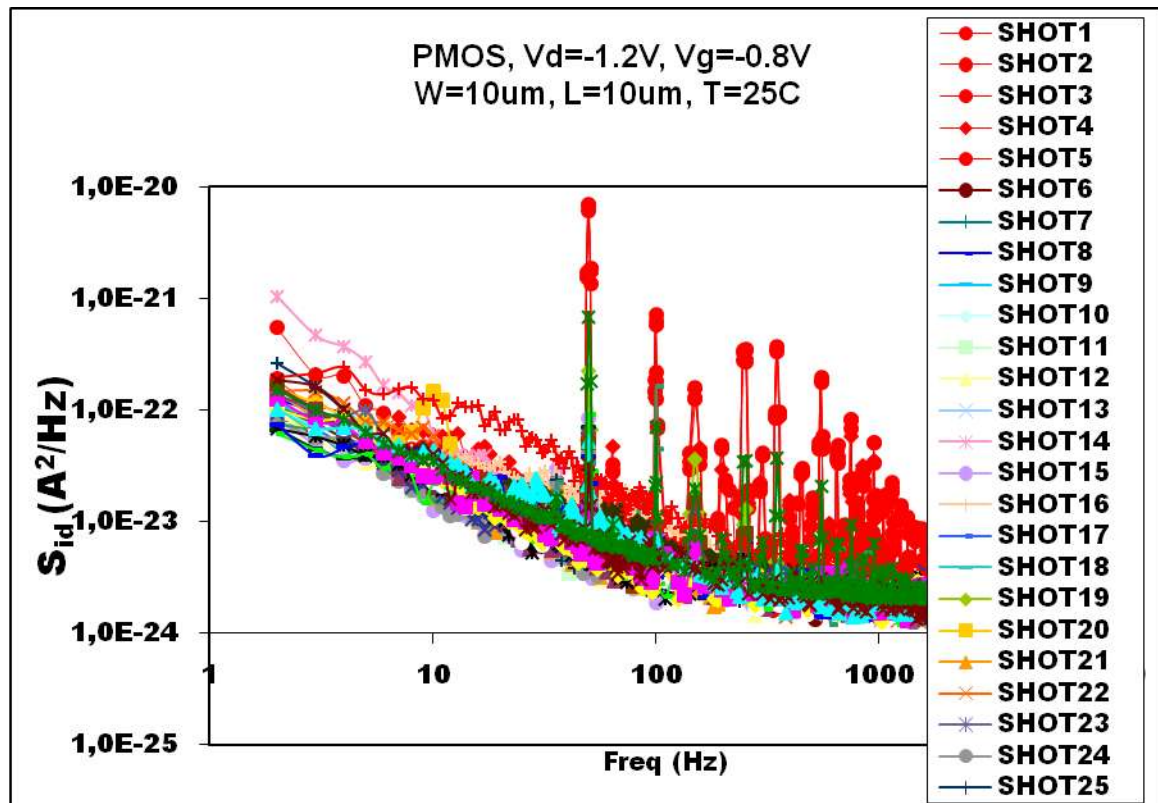


Στα διαγράμματα 5.13 μέχρι 5.16 παρουσιάζονται ο Output noise των αντίστοιχου NMOS τρανζίστορ με $W=10\mu m$ και $L=0.18\mu m$ για τιμές του V_g

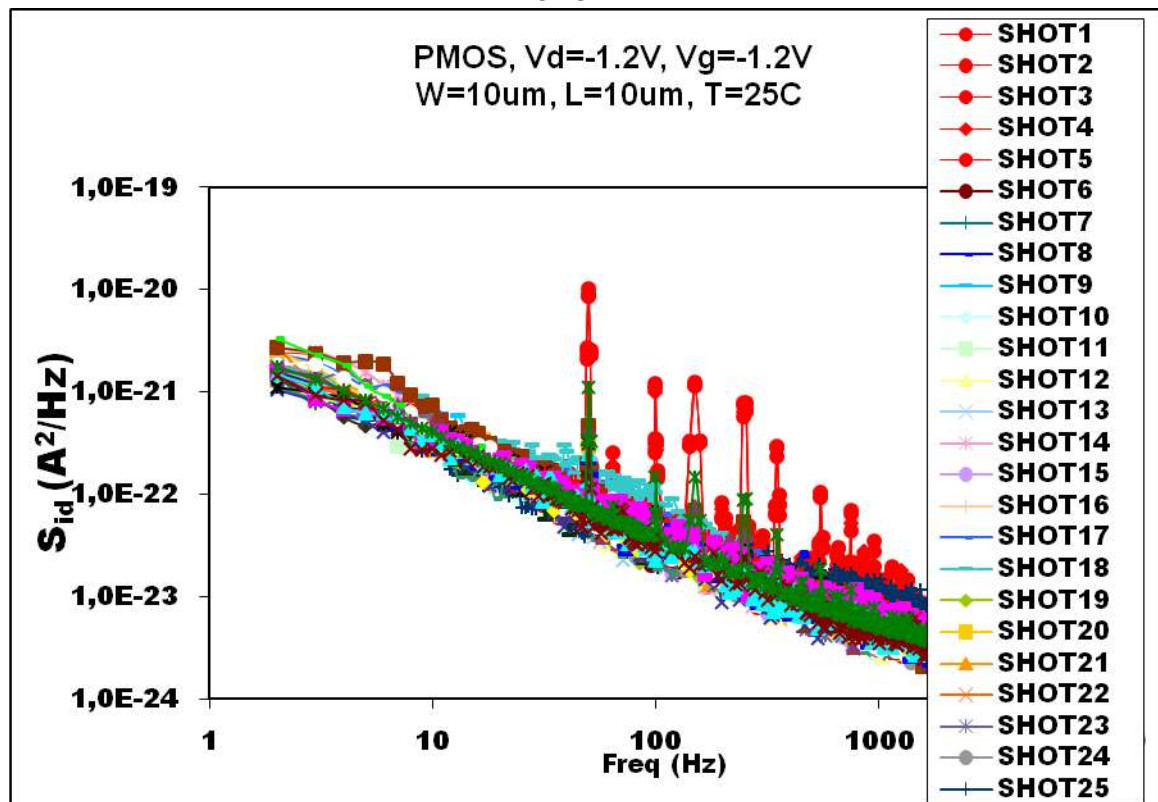
0.6V, 0.8V, 1.2V, 1.8V από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού ($V_d=1.2V$). Και πάλι παρατηρούμε ότι ο θόρυβος έχει αυξηθεί σε σχέση με το NMOS $0.22\mu m \times 0.18\mu m$.



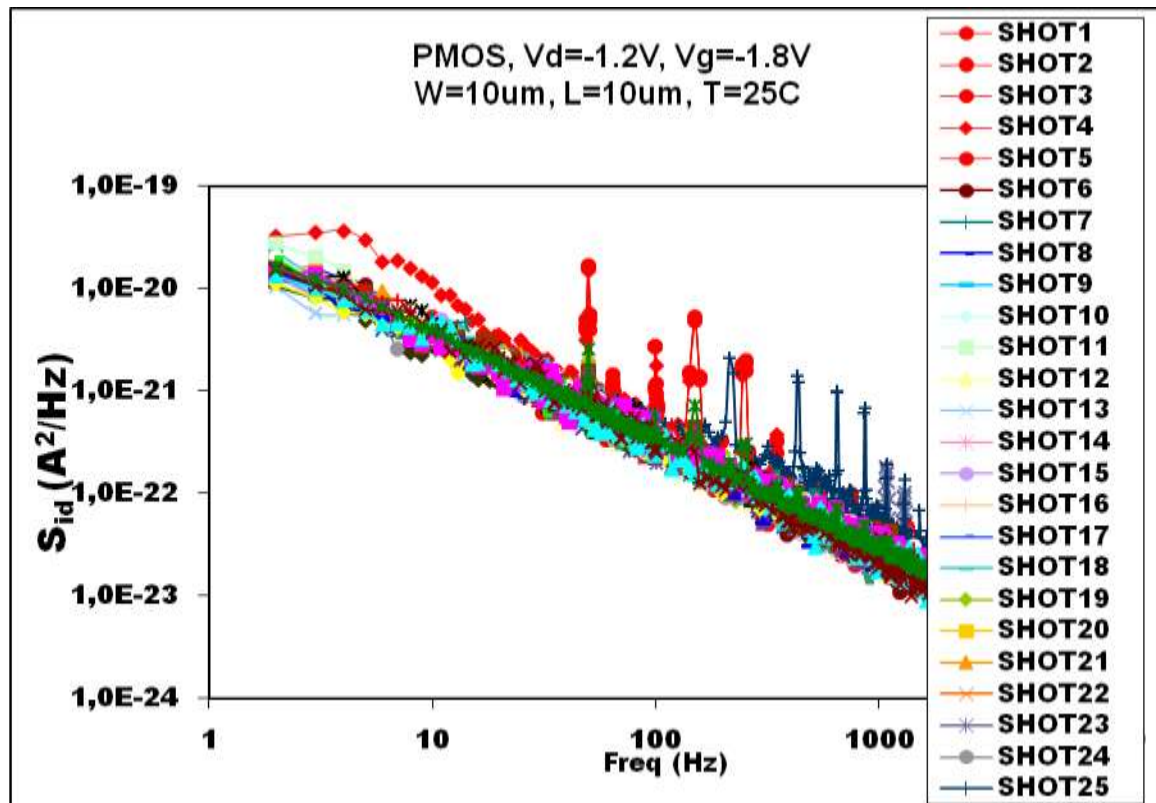
Διάγραμμα
5.17



Διάγραμμα
5.18

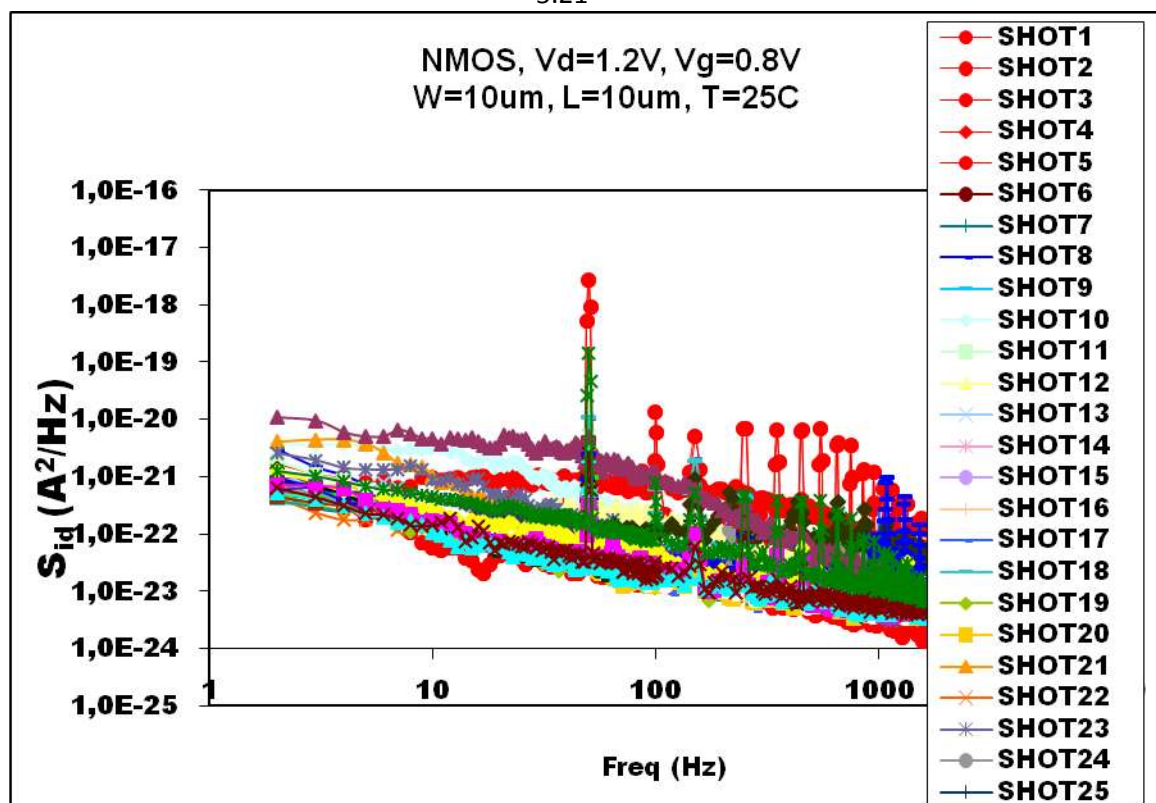
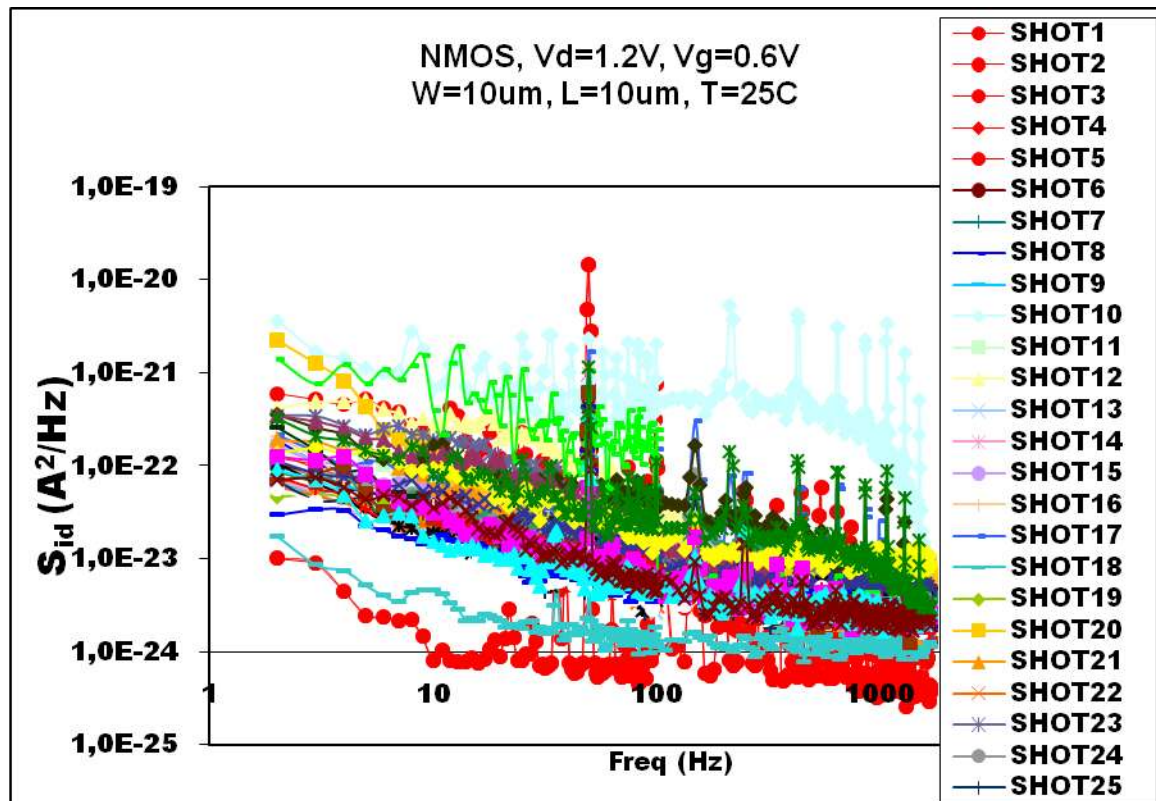


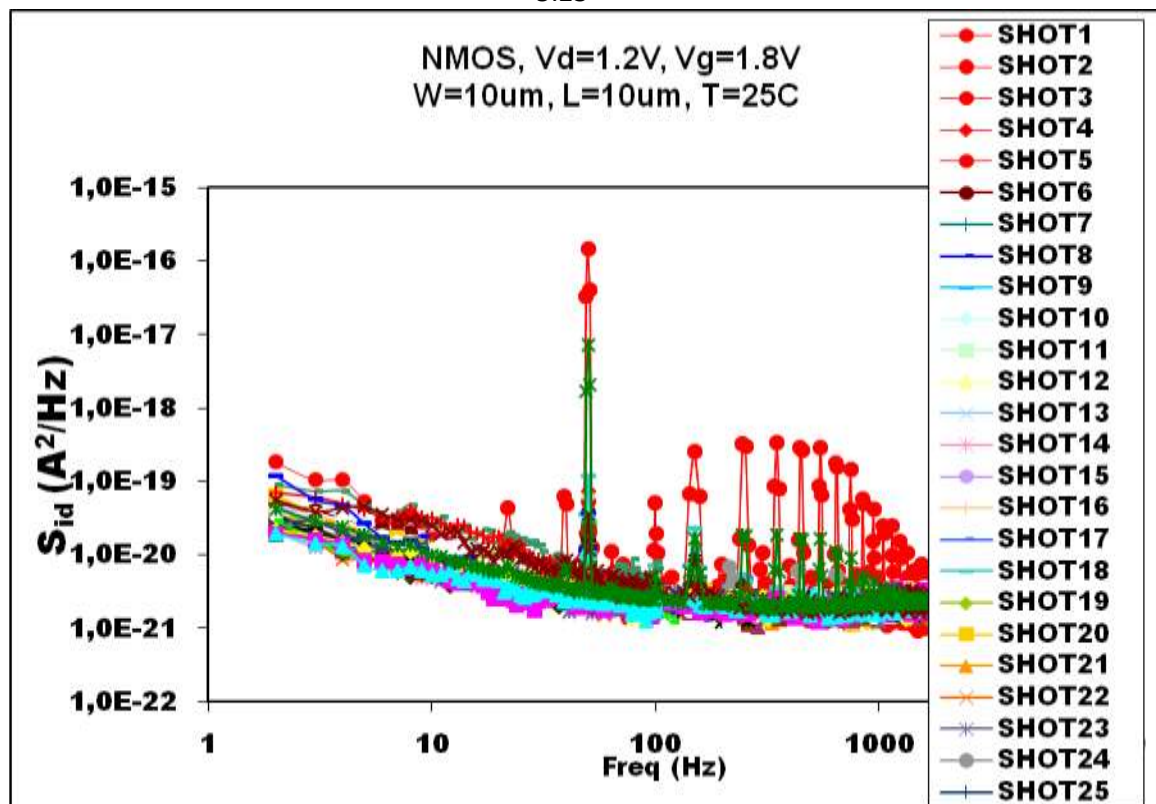
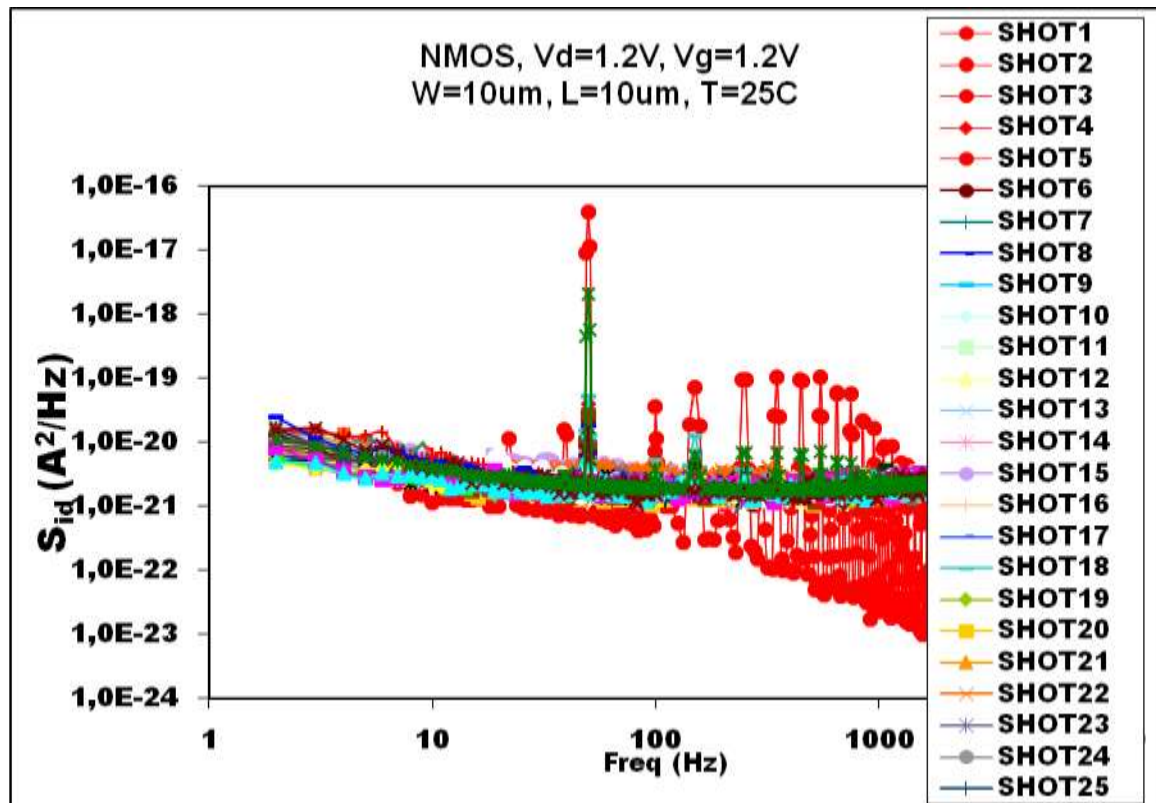
Διάγραμμα
5.19



Διάγραμμα 5.20

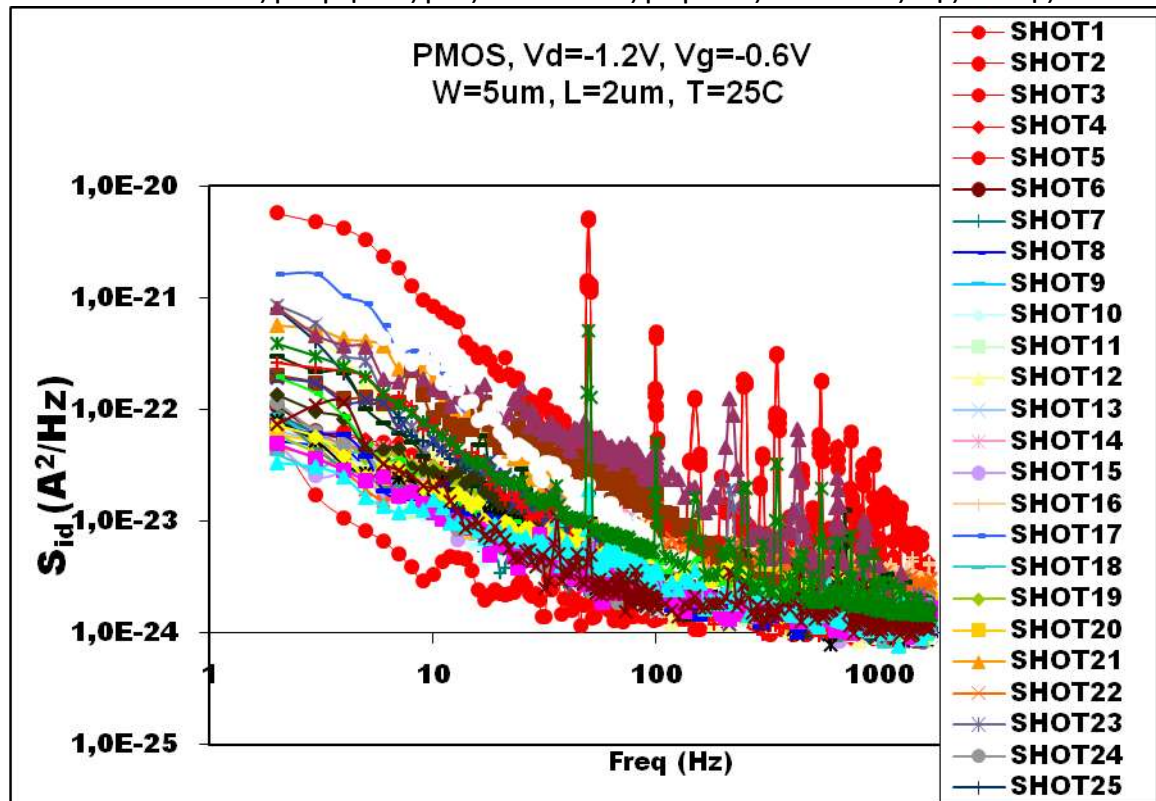
Στα διαγράμματα 5.17 μέχρι 5.20 παρουσιάζονται ο Output noise 40 PMOS τρανζίστορ με $W=10\mu m$ και $L=10\mu m$ για τιμές του V_g -0.6V, -0.8V, -1.2V, -1.8V από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού ($V_d=-1.2V$). Προφανώς ισχύει ότι και στα υπόλοιπα όσον αφορά την αύξηση του θορύβου ανάλογα με το V_g . Πρόκειται για μια μεγάλη διάταξη και βλέπουμε ότι ο θόρυβος είναι σε πολύ μικρότερα επίπεδα από ότι στα προηγούμενα 2 παραδείγματα.



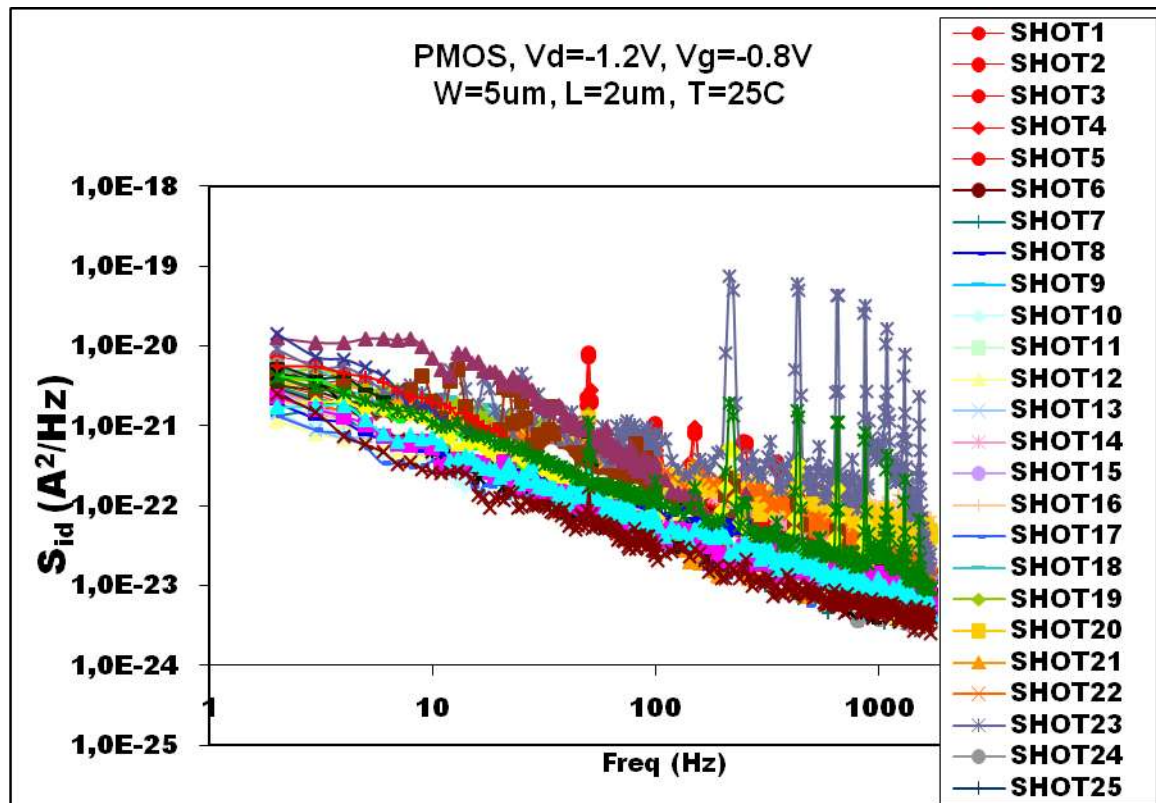


Παρόμοια στατιστική συμπεριφορά βλέπουμε και στα διαγράμματα 5.21 μέχρι 5.24 όπου παρουσιάζεται ο Output noise των αντίστοιχου NMOS

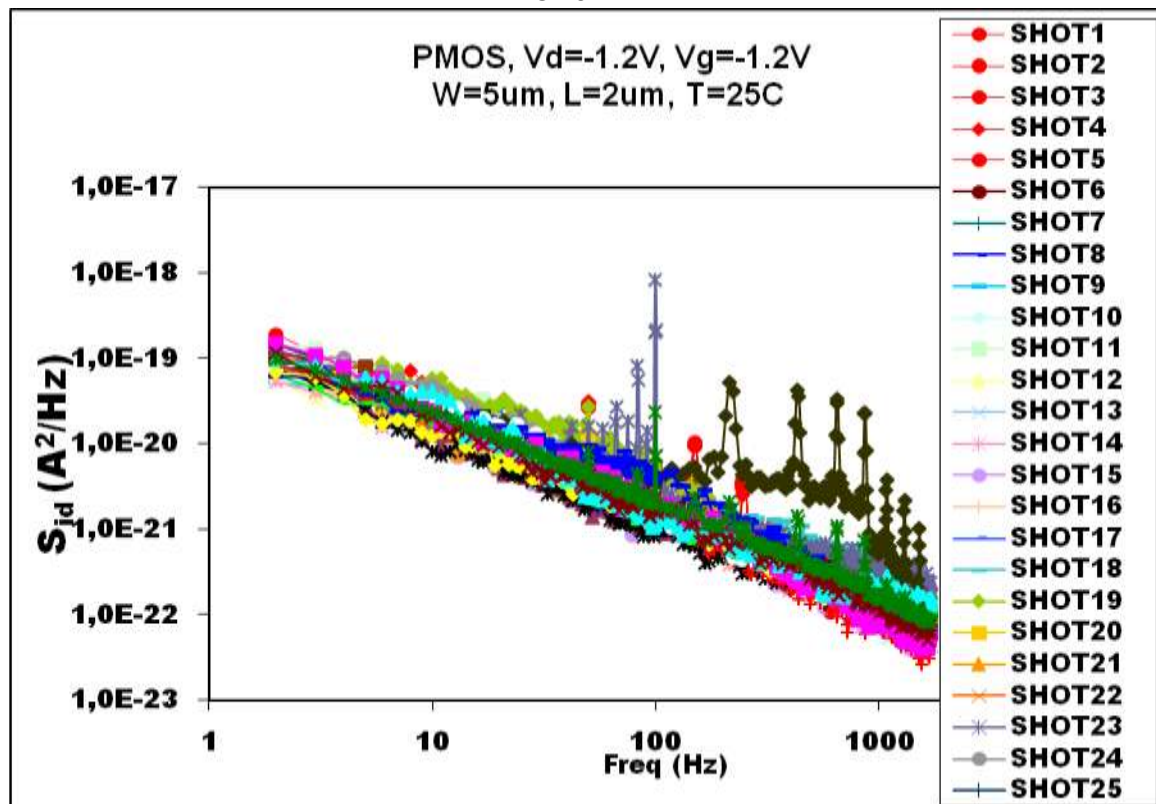
τρανζίστορ με $W=10\mu\text{m}$ και $L=10\mu\text{m}$ για τιμές του V_g 0.6V, 0.8V, 1.2V, 1.8V από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού ($V_d=1.2\text{V}$). Ο θόρυβος είναι σε ψηλότερα επίπεδα από ότι στα PMOS με τις ίδιες διαστάσεις ενώ παρουσιάζεται μια μείωση (όχι τόσο μεγάλου βαθμού όπως οι διαφορές των PMOS) λόγω μεγάλης διάταξης αν δούμε και τα άλλα 2 παραδείγματα. Επίσης στο $W=10\mu\text{m}$ και $L=10\mu\text{m}$ βλέπουμε από πολύ νωρίς την επίδραση του thermal noise στις μετρήσεις μας ειδικά στις μεγάλες πολώσεις της πύλης.



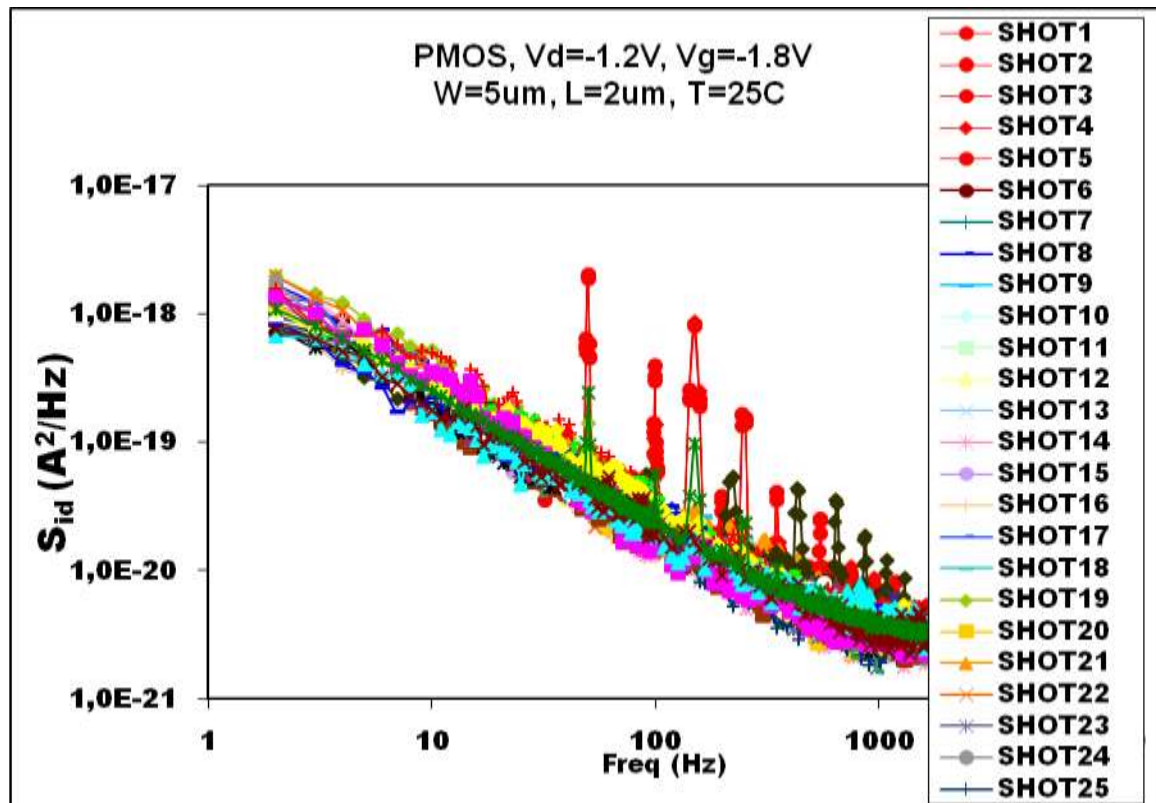
Διάγραμμα
5.25



Διάγραμμα
5.26

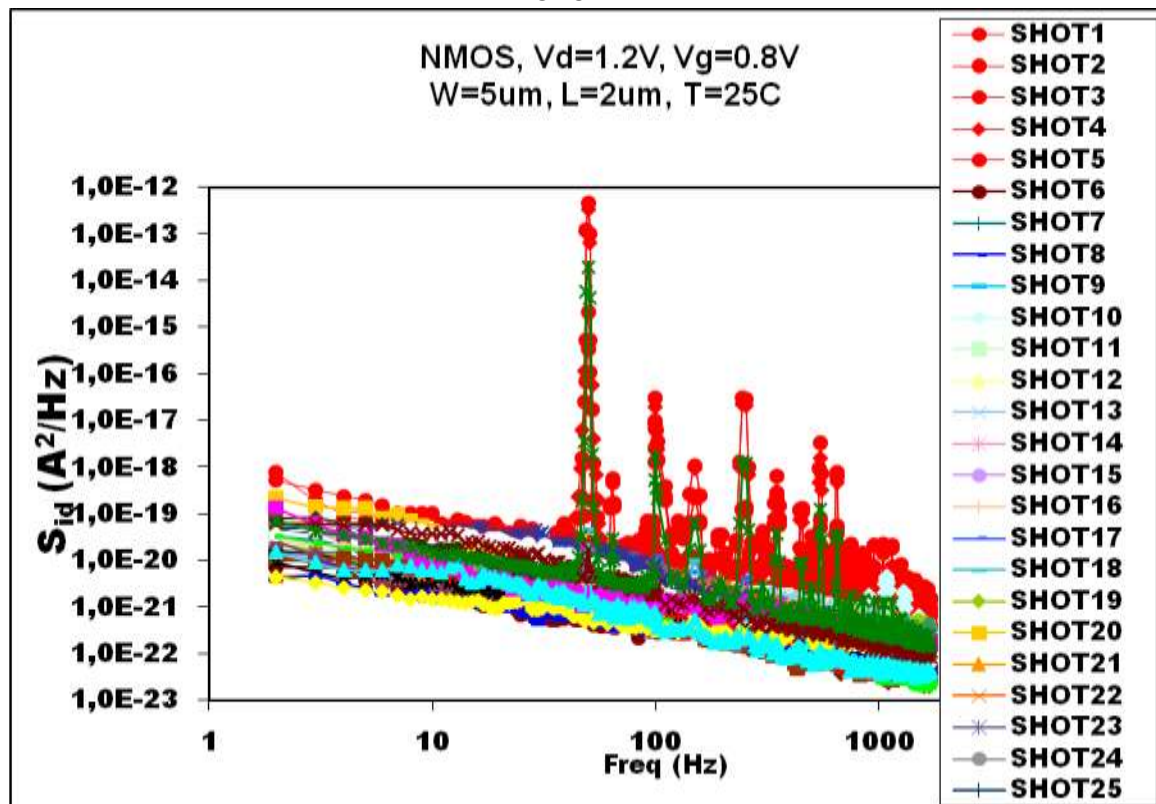
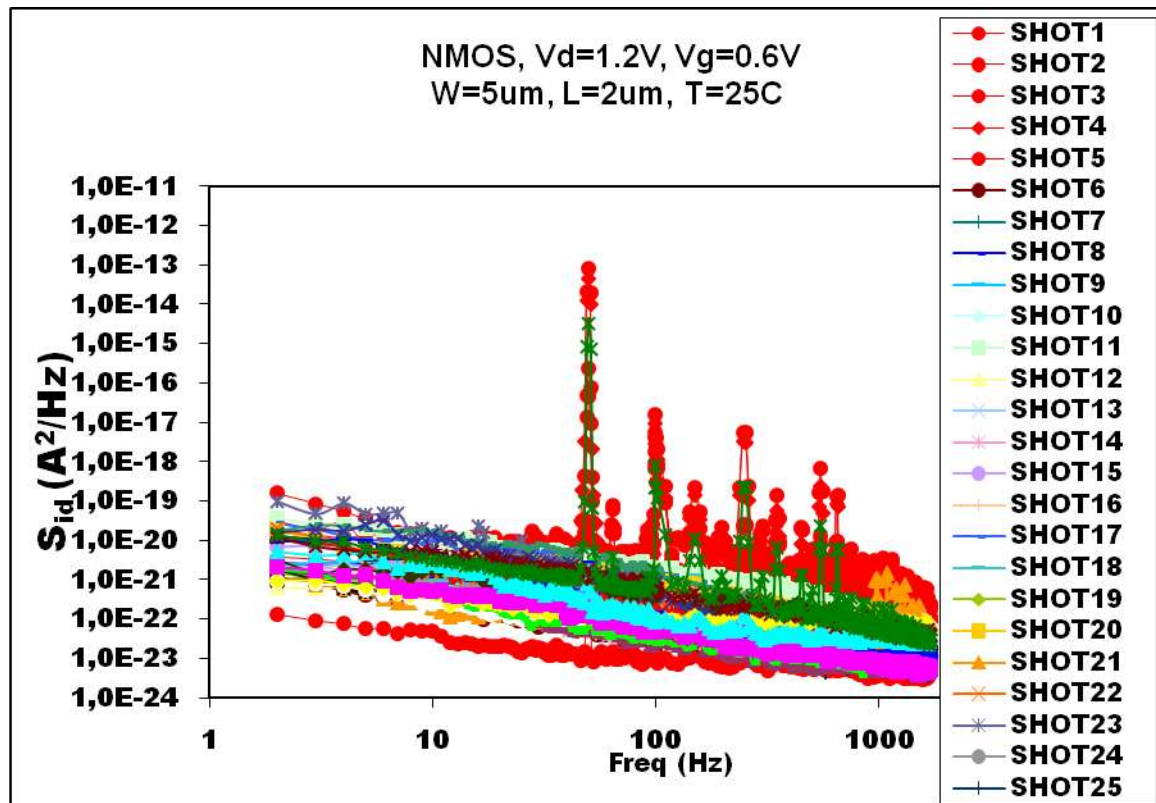


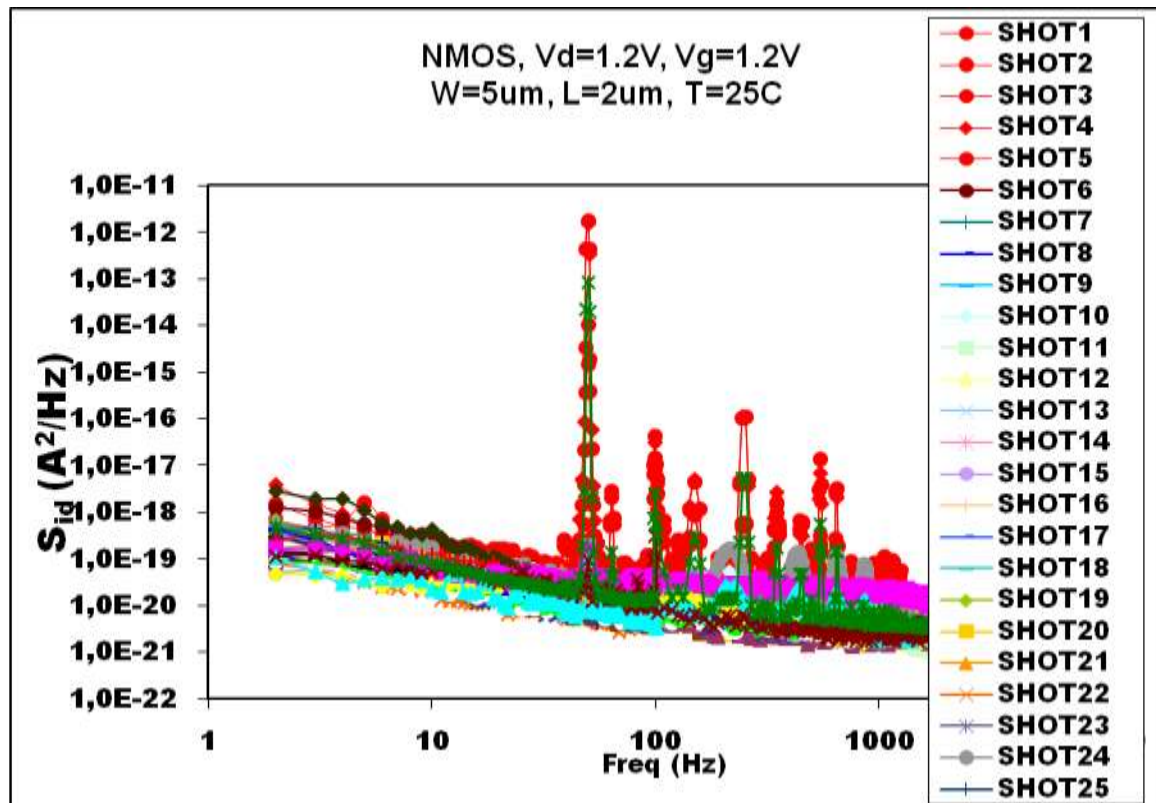
Διάγραμμα
5.27



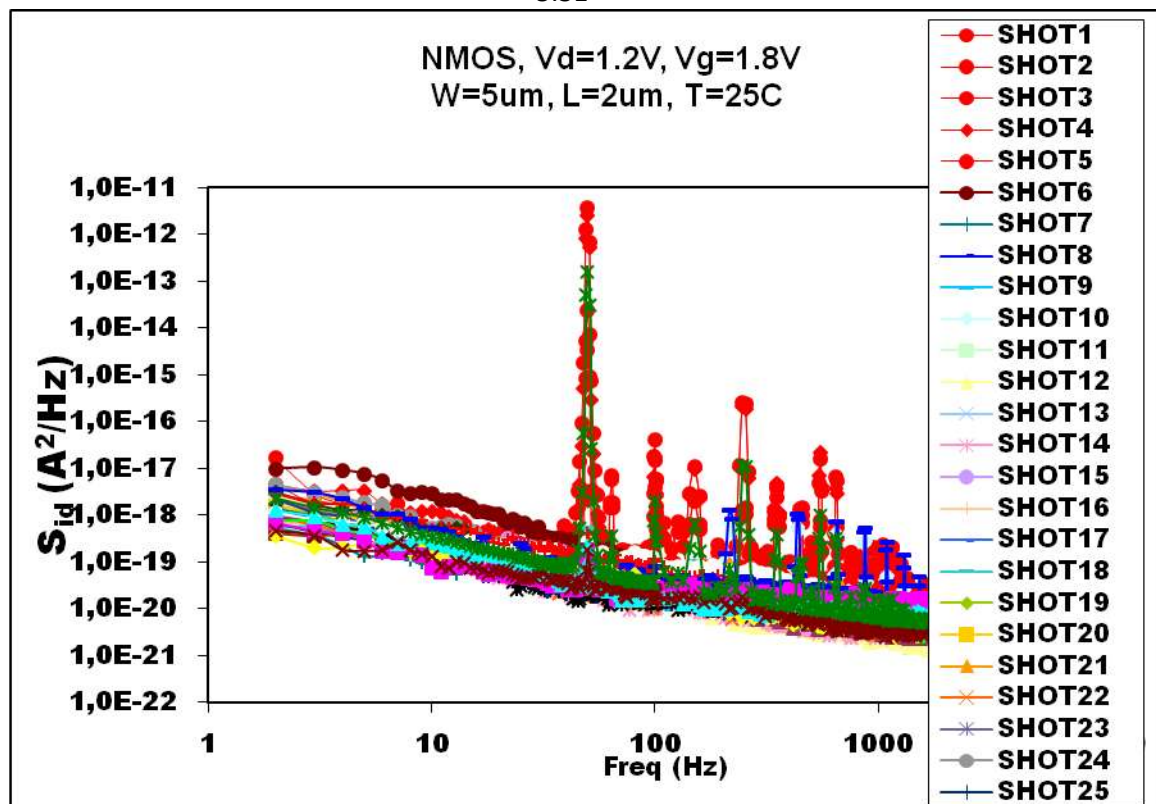
Διάγραμμα 5.28

Στα διαγράμματα 5.25 μέχρι 5.28 όπου παρουσιάζεται ο Output noise 40 PMOS τρανζίστορ με $W = 5\mu m$ και $L = 2\mu m$ για τιμές του V_g $-0.6V$, $-0.8V$, $-1.2V$, $-1.8V$ από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού ($V_d = -1.2V$), παρατηρούμε ότι το εμβαδό της διάταξης έχει μικρύνει κατά 10 φορές και ο θόρυβος έχει ανέβει περίπου κατά 2 τάξεις μεγέθους. Φυσικά και πάλι ισχύει ότι και στα υπόλοιπα όσον αφορά την αύξηση του θορύβου ανάλογα με το V_g . Πρόκειται για μεγάλες διατάξεις και βλέπουμε ότι ο θόρυβος είναι σε πολύ μικρότερα επίπεδα από ότι στα προηγούμενα 2 παραδείγματα.





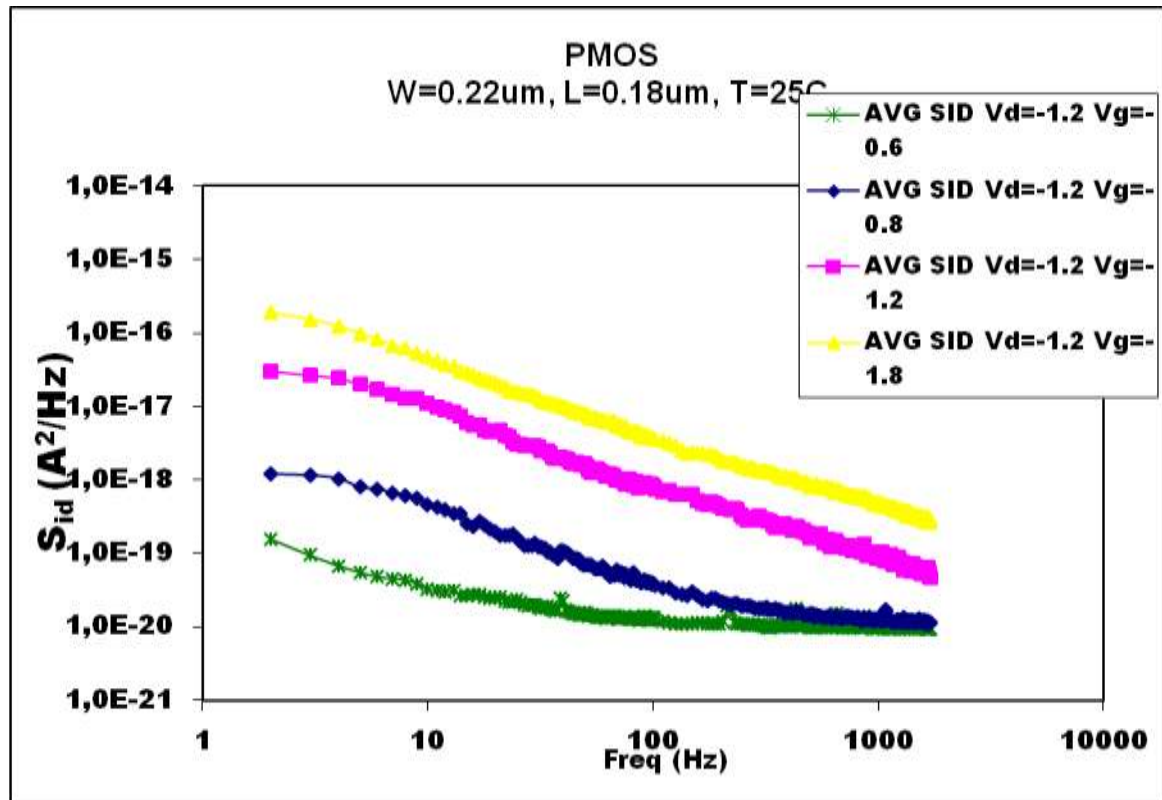
Διάγραμμα
5.31



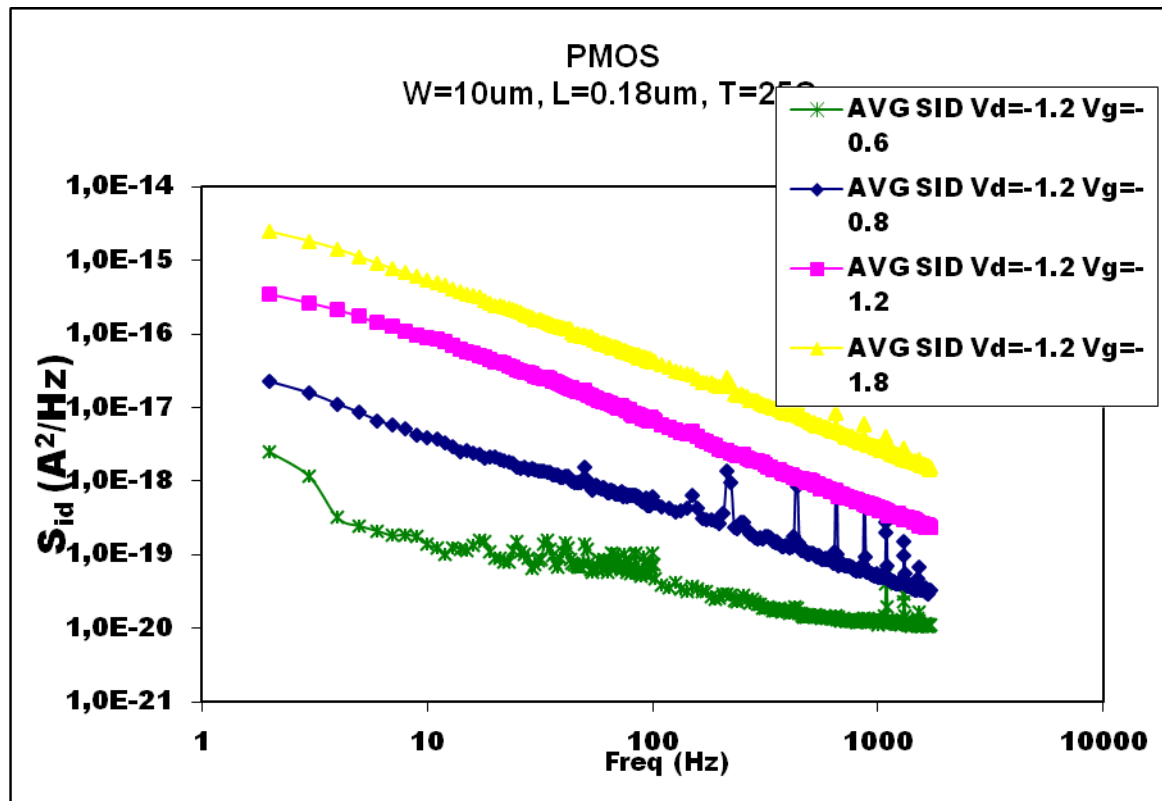
Διάγραμμα 5.32

Ίδια αποτελέσματα έχουμε και στα και στα διαγράμματα 5.29 μέχρι 5.32 όπου παρουσιάζεται ο Output noise των αντίστοιχων NMOS τρανζίστορ με

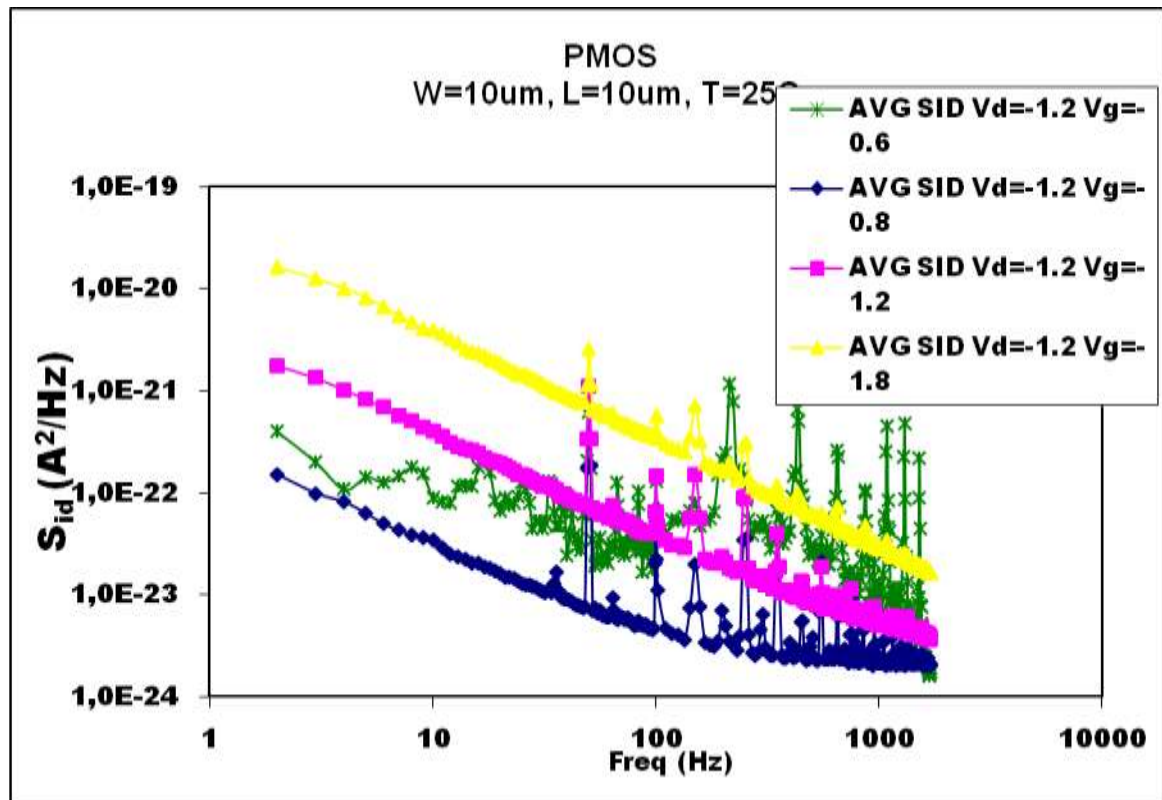
W=5μm και L=2μm για τιμές του Vg 0.6V, 0.8V, 1.2V, 1.8V από weak σε strong inversion στην περιοχή κορεσμού (Vd=1.2V). Ο θόρυβος και πάλι έχει αυξηθεί σε σχέση με τα 10μm×10μm τρανζίστορ κατά 2 τάξεις μεγέθους και πάλι. Φαίνεται και η αύξηση του θορύβου ως προς το Vg επίσης.



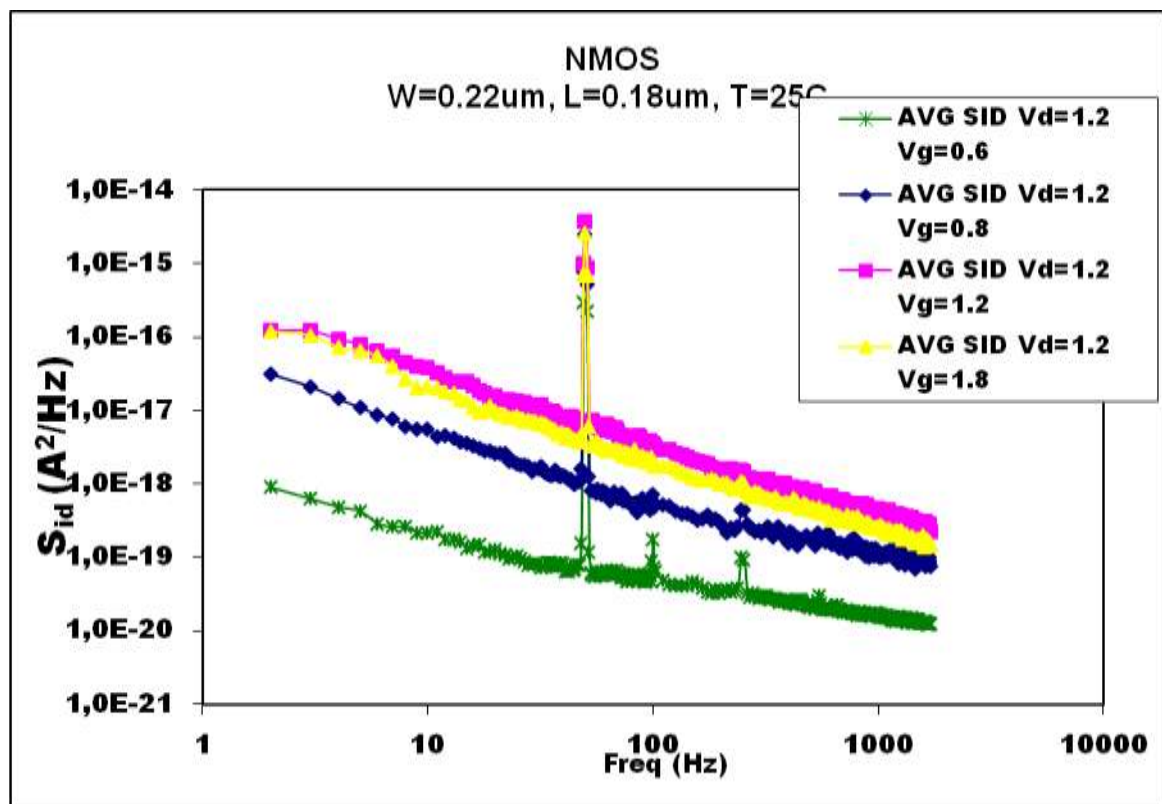
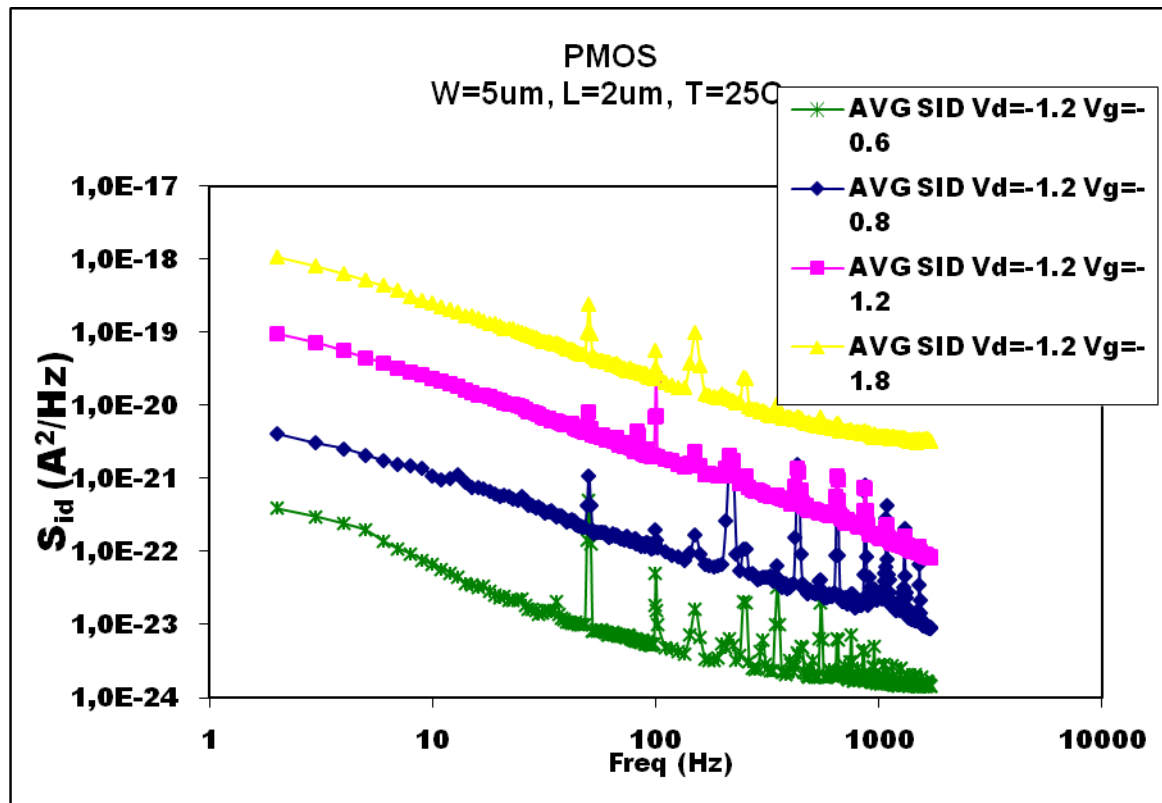
Διάγραμμα
5.33

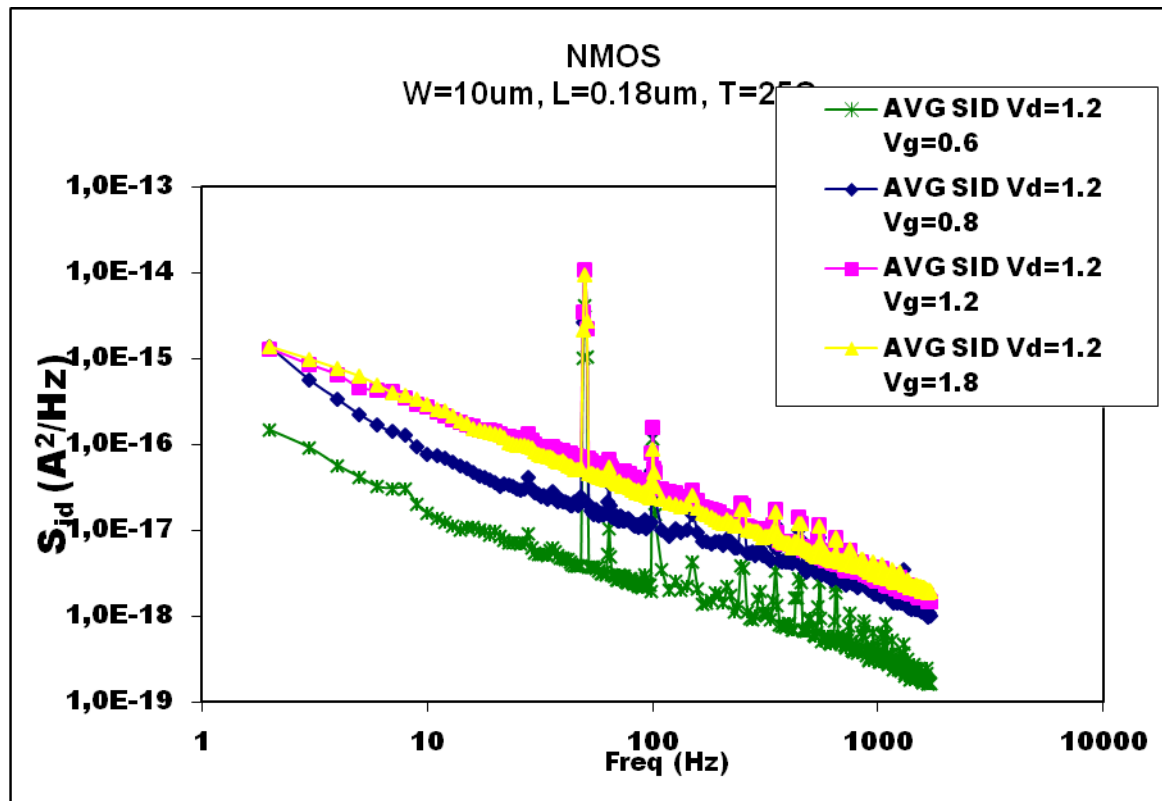


Διάγραμμα
5.34

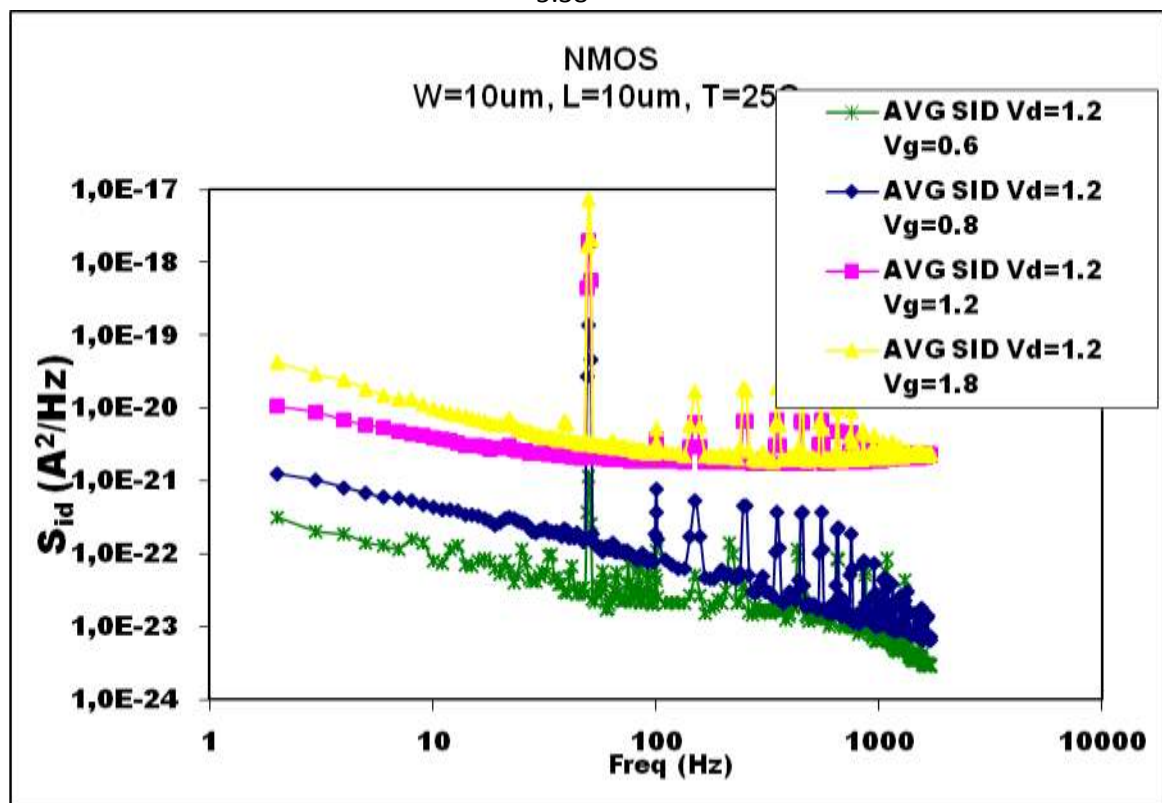


Διάγραμμα
5.35

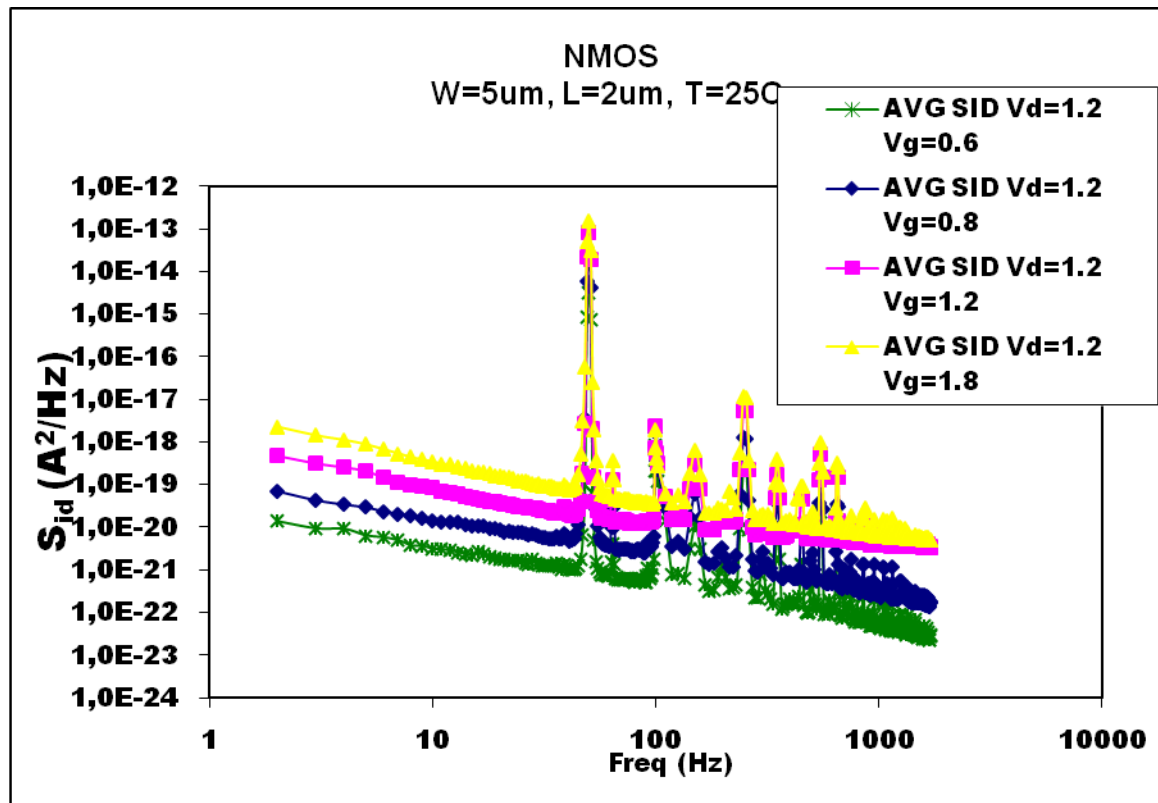




Διάγραμμα
5.38

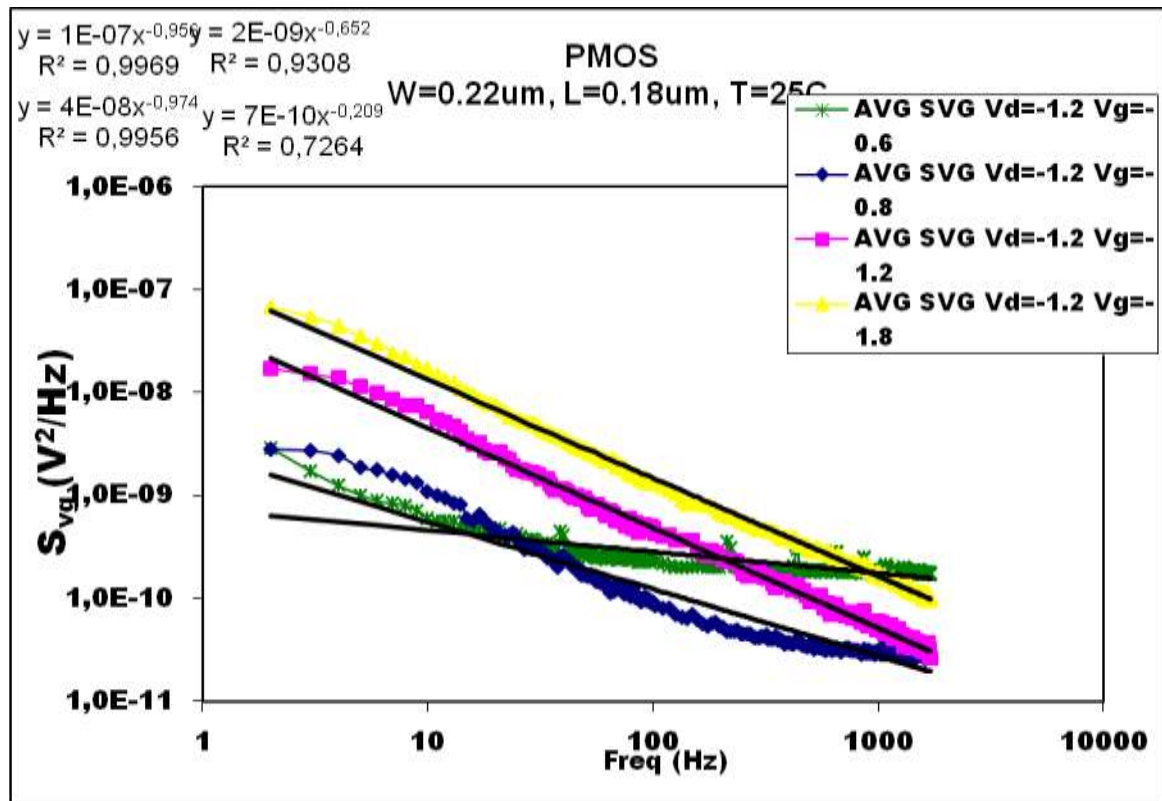


Διάγραμμα
5.39

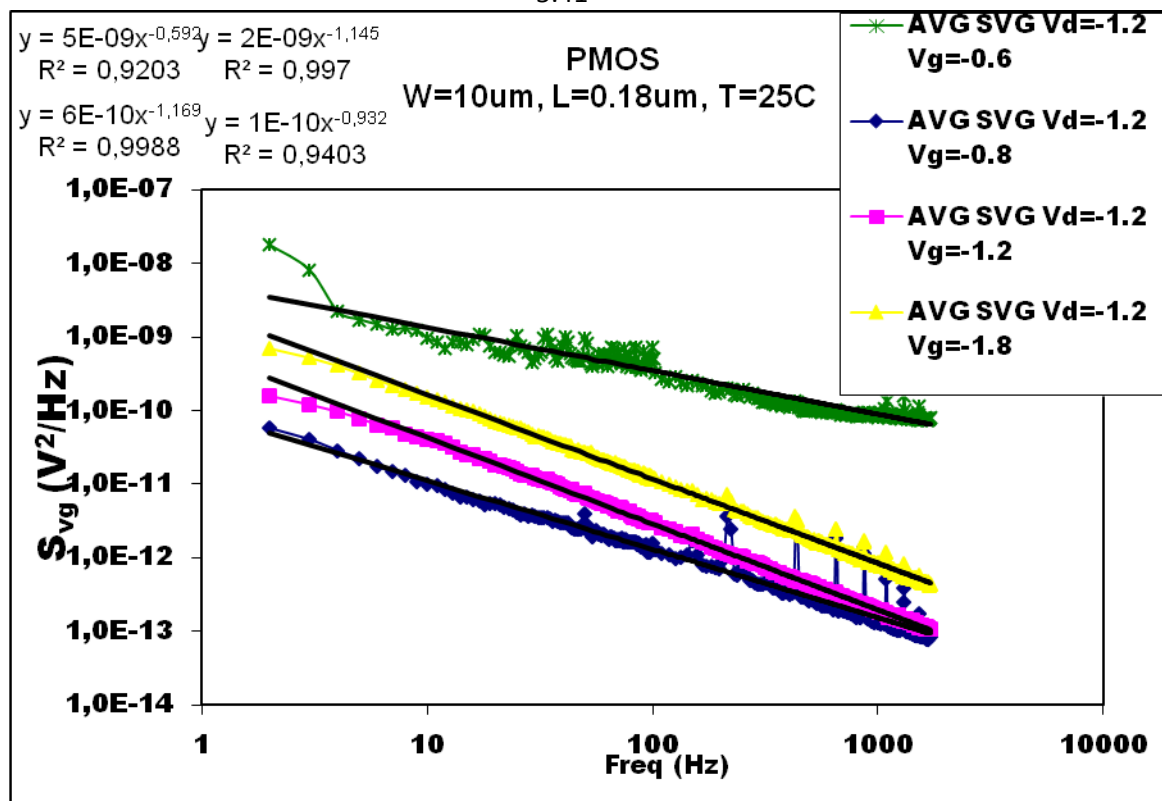


Διάγραμμα 5.40

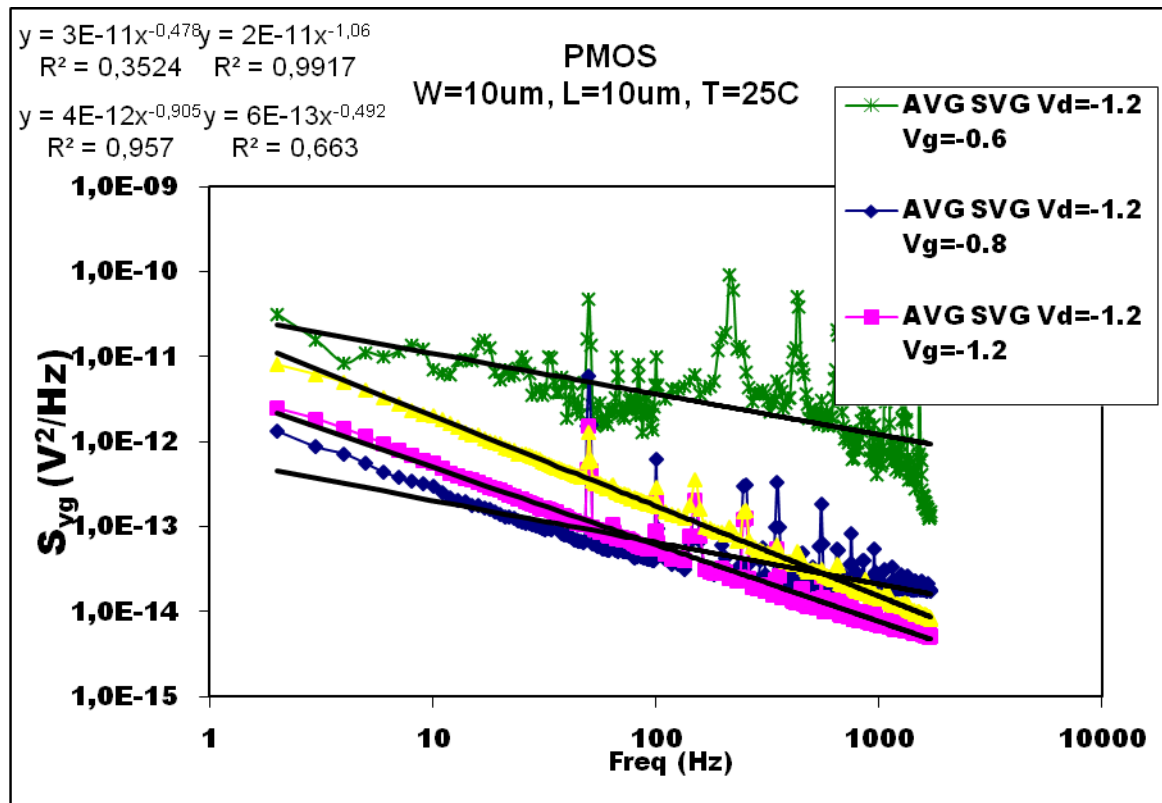
Στα διαγράμματα 5.33 μέχρι και 5.40 παρουσιάζεται η στατιστική ανάλυση που έγινε σύμφωνα με τις μετρήσεις των διαγραμμάτων 5.1 μέχρι 5.32 για κάθε τάση στο ίδιο διάγραμμα προκειμένου να βγει κάποιο συμπέρασμα για τις διαφορές του θορύβου ανάλογα με την τάση. Για κάθε τρανζίστορ λοιπόν που μετρήθηκε υπολογίζεται ένας μέσος όρος των 40 shot και σε κάθε διάγραμμα που κατασκευάσαμε απεικονίζεται αυτός ο μέσος όρος για κάθε διαφορετικό σημείο πόλωσης που μετρήσαμε. Σε γενικές γραμμές επιβεβαιώνεται αυτό που ειπώθηκε και πιο πάνω. Ο θόρυβος αυξάνεται όσο αυξάνεται το V_g και αυτό έχει να κάνει με την αύξηση της κινητικότητας των φορέων και με την αύξηση της διαγωγιμότητας g_m . Σε κάποιες μεμονωμένες περιπτώσεις ειδικά για $V_g=1.8V$ παρατηρήθηκε μια μείωση του θορύβου. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ιδιαίτερα στα shot NMOS τρανζίστορ όντως έχει παρατηρηθεί μια πτώση του g_m για μεγάλα V_g (λόγω μη-κορεσμού $V_{GS}-V_T > V_{Dsat}$).



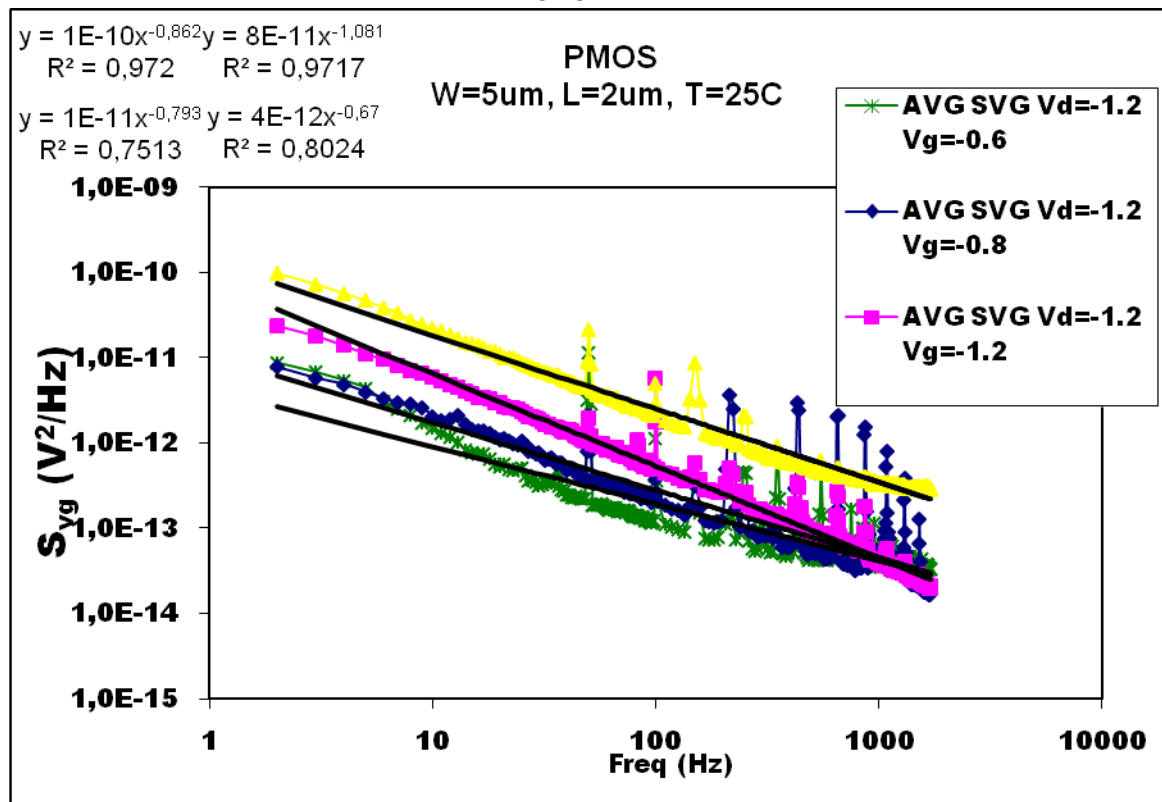
Διάγραμμα
5.41



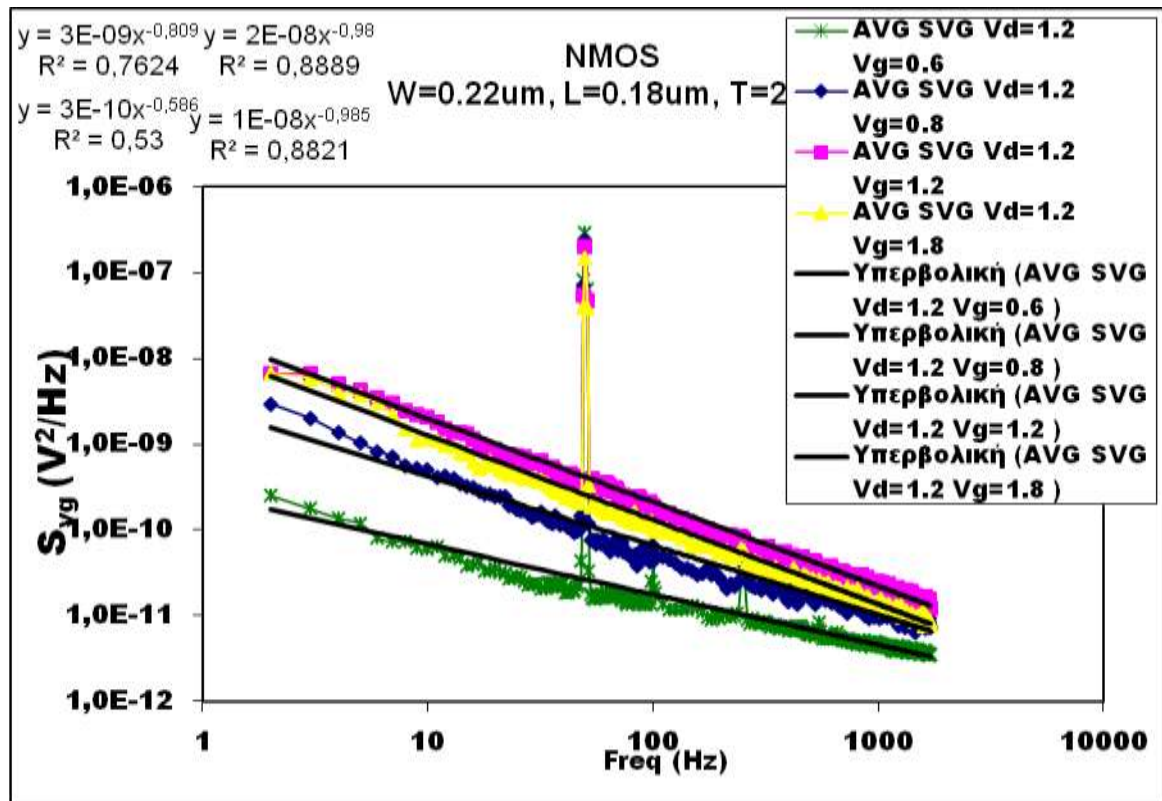
Διάγραμμα
5.42



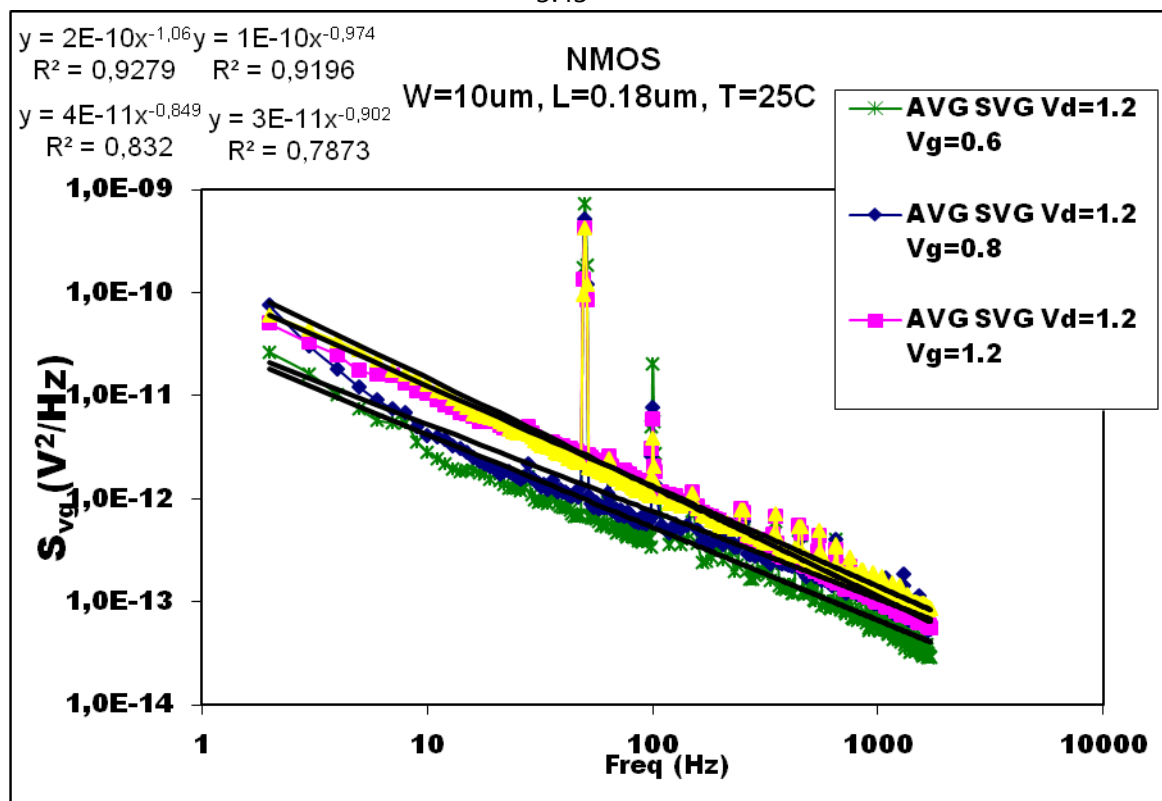
Διάγραμμα
5.43



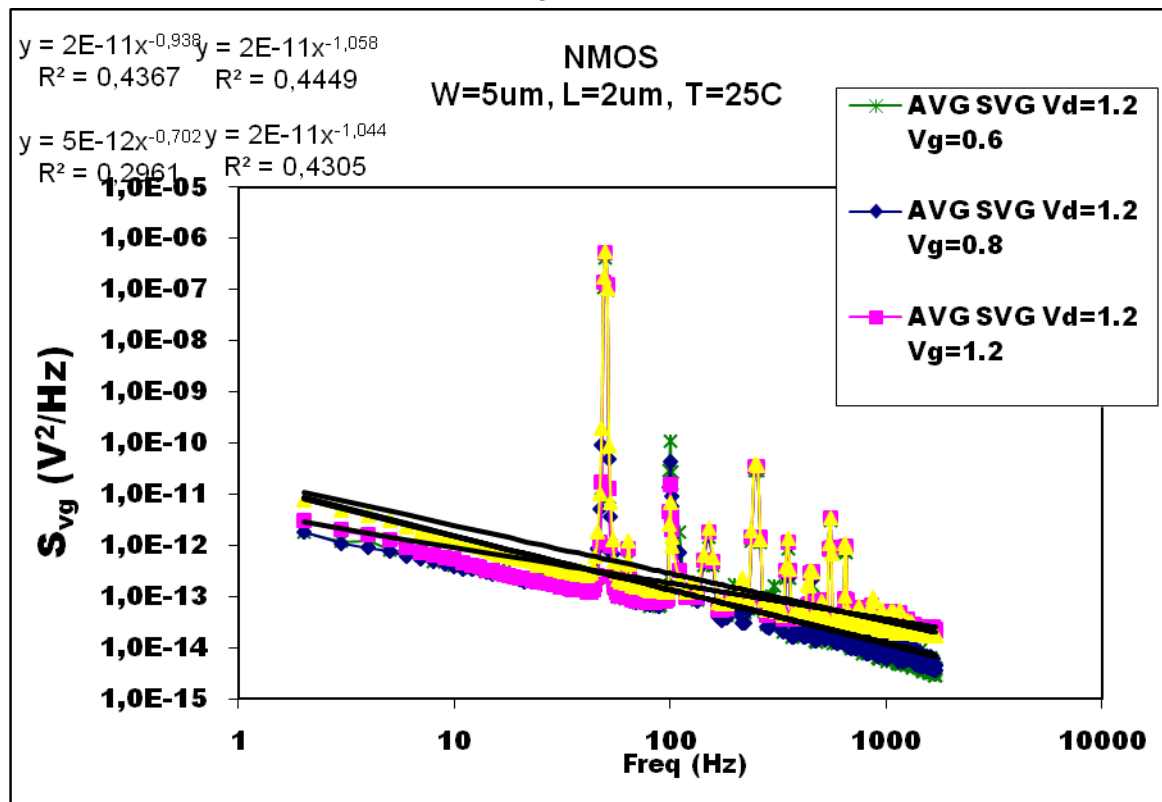
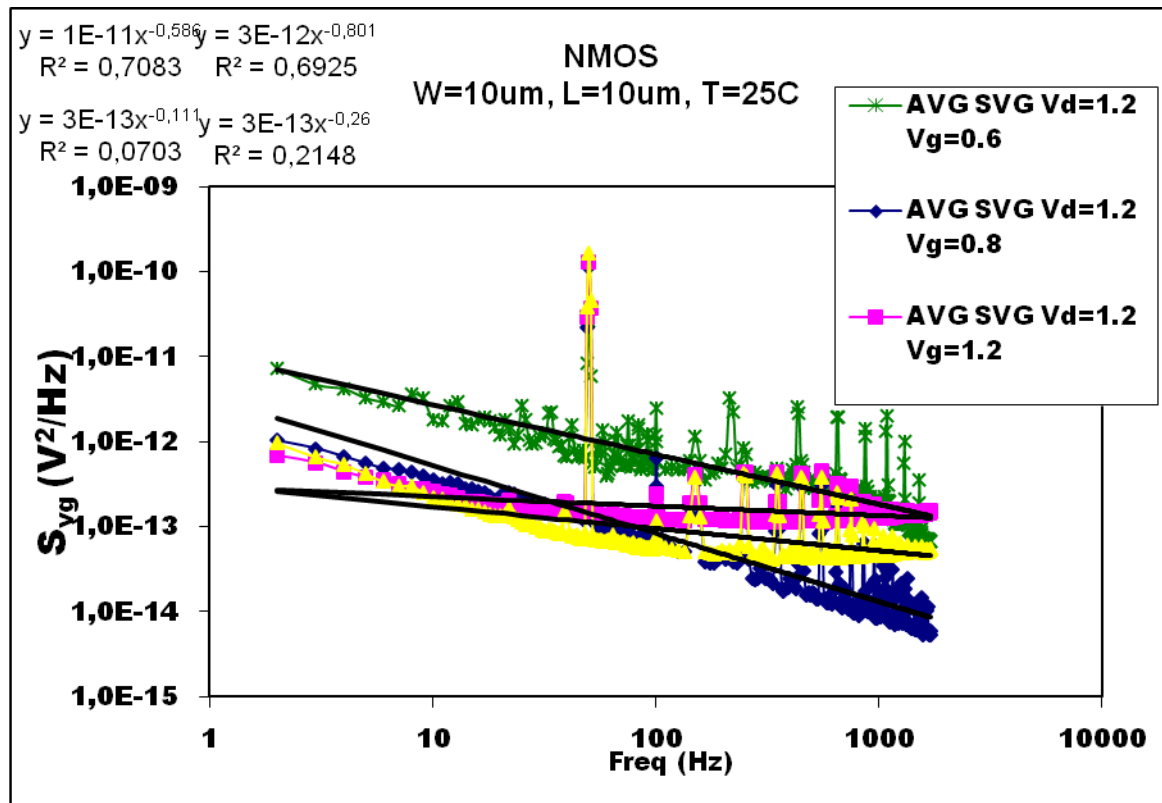
Διάγραμμα 5.44



Διάγραμμα
5.45

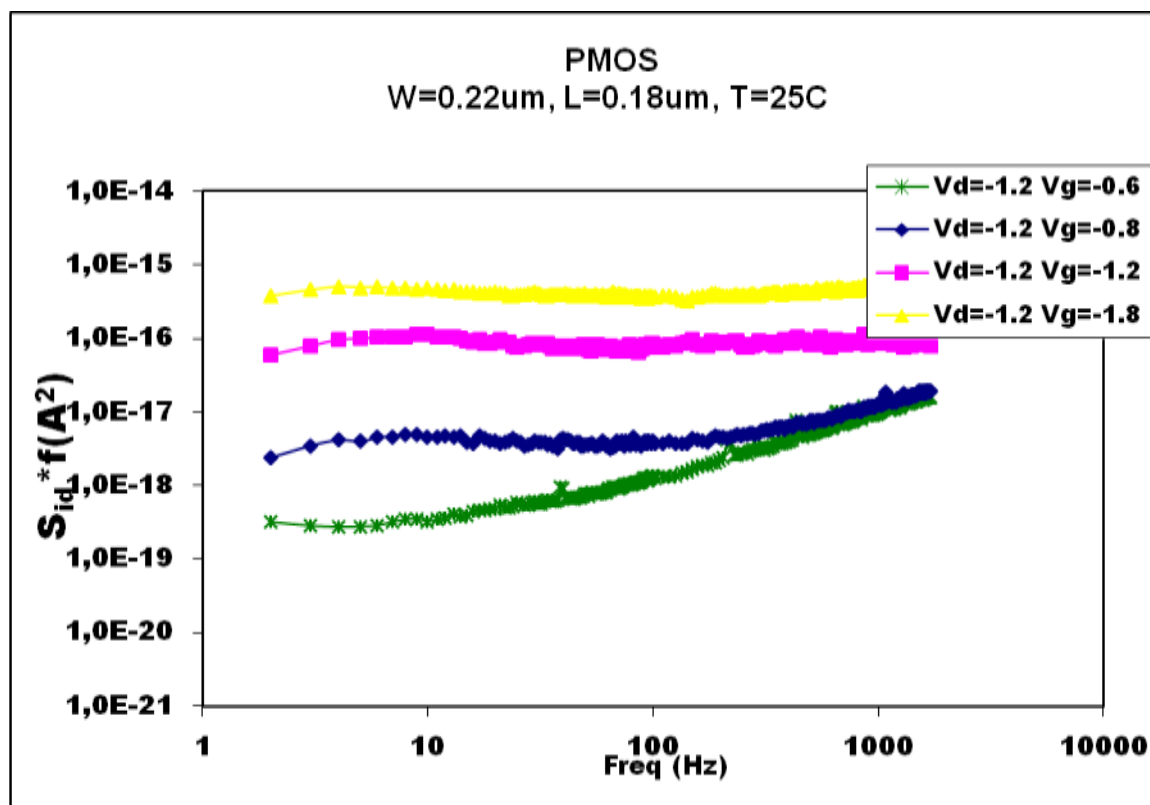


Διάγραμμα
5.46

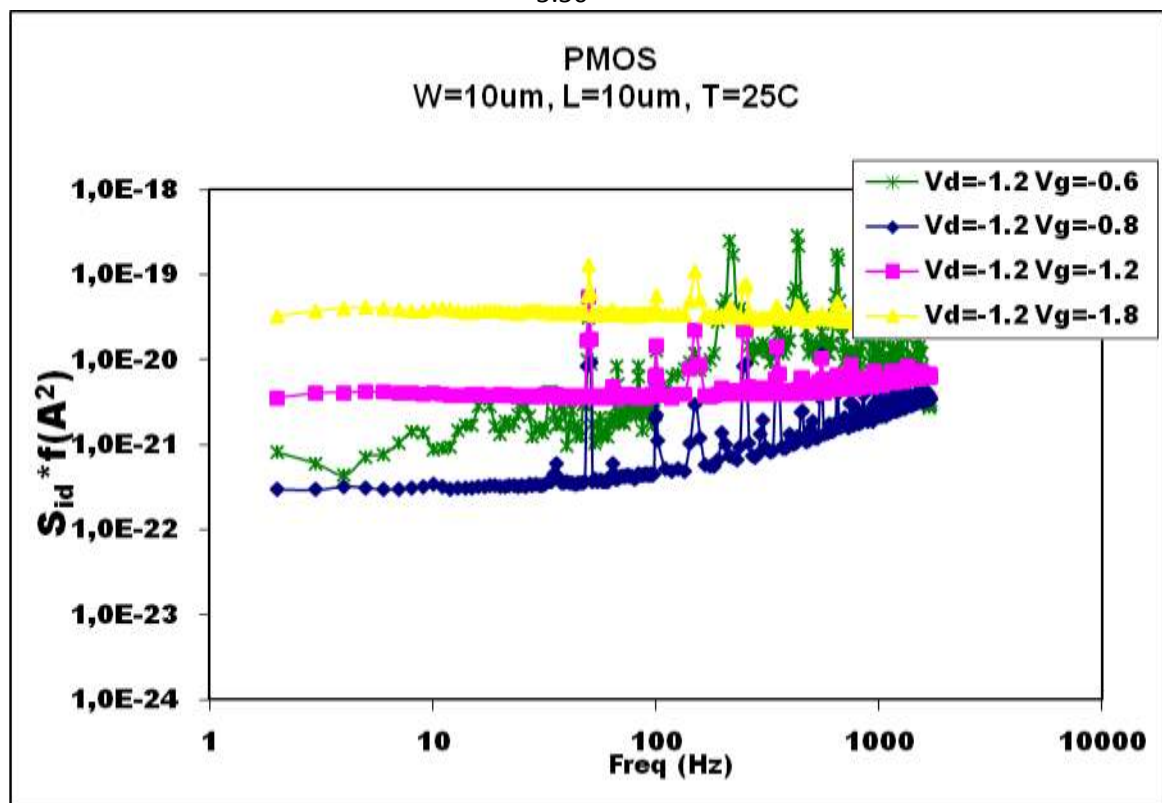
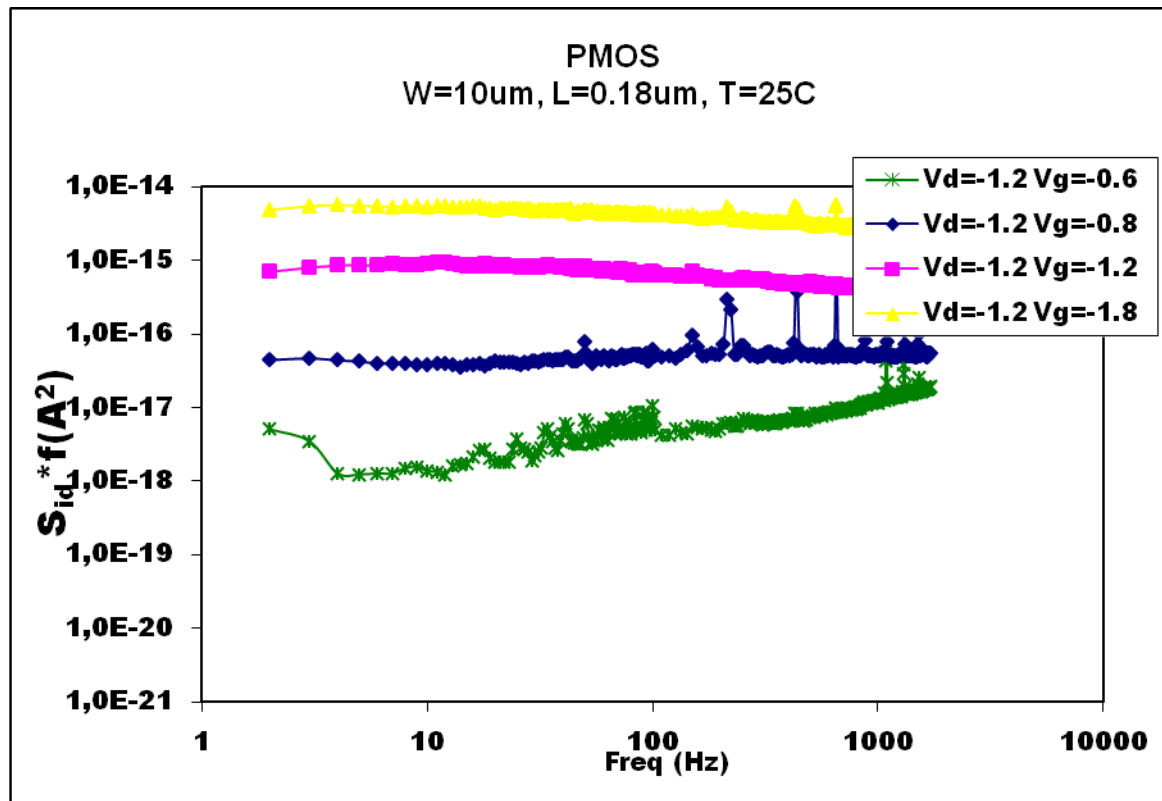


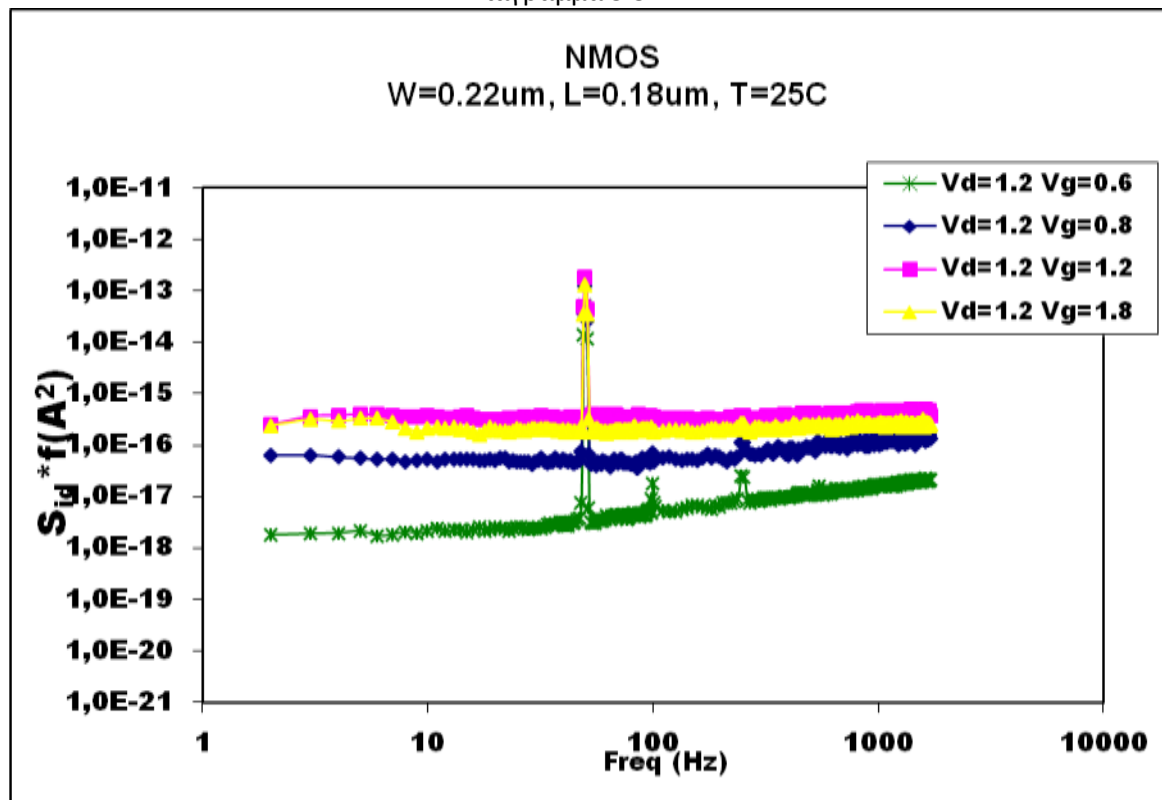
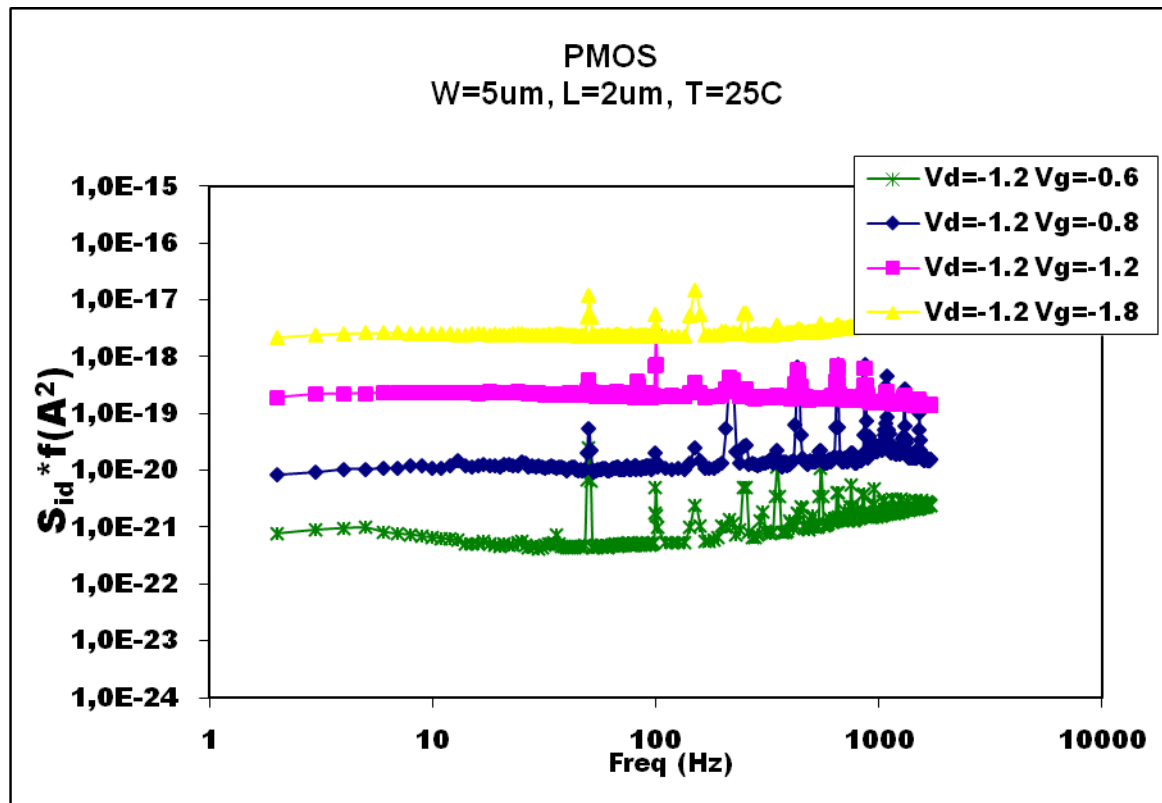
Στα διαγράμματα 5.41 μέχρι και 5.48 παρουσιάζονται τα SVG σε σχέση με την τάση. Για κάθε ένα από τα διαγράμματα 5.33 μέχρι και 5.40 που

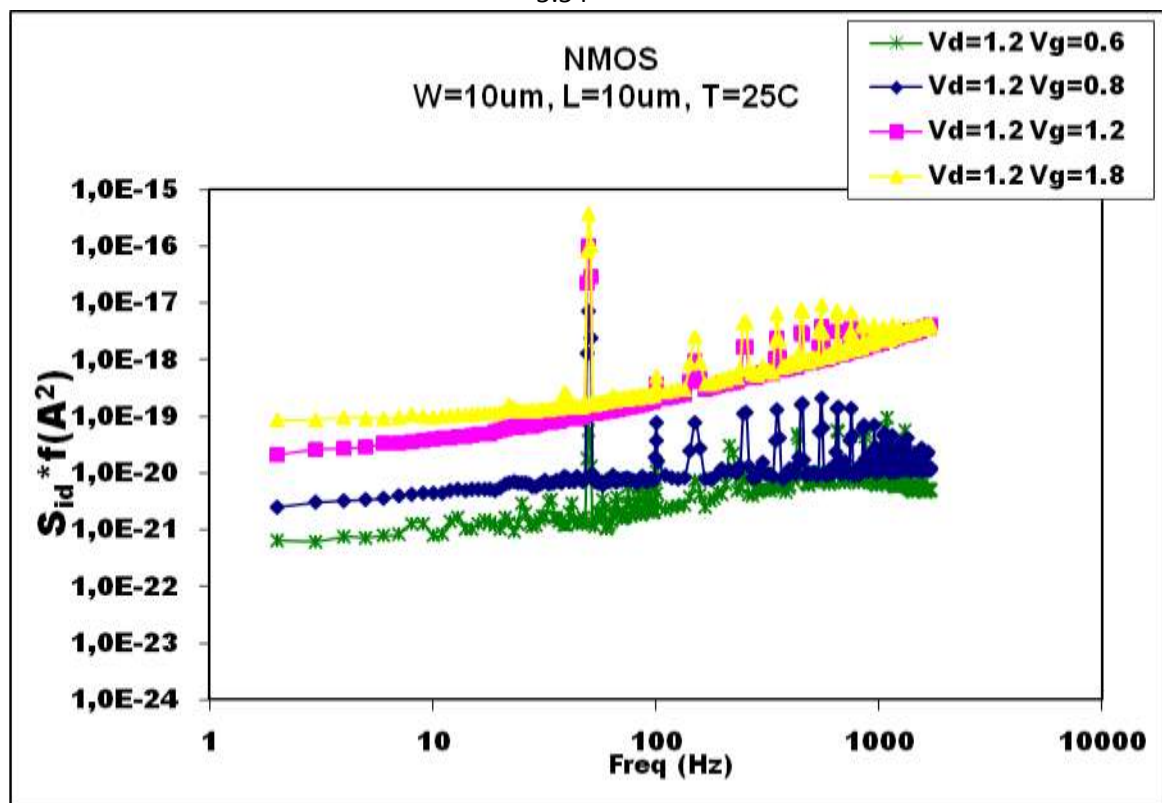
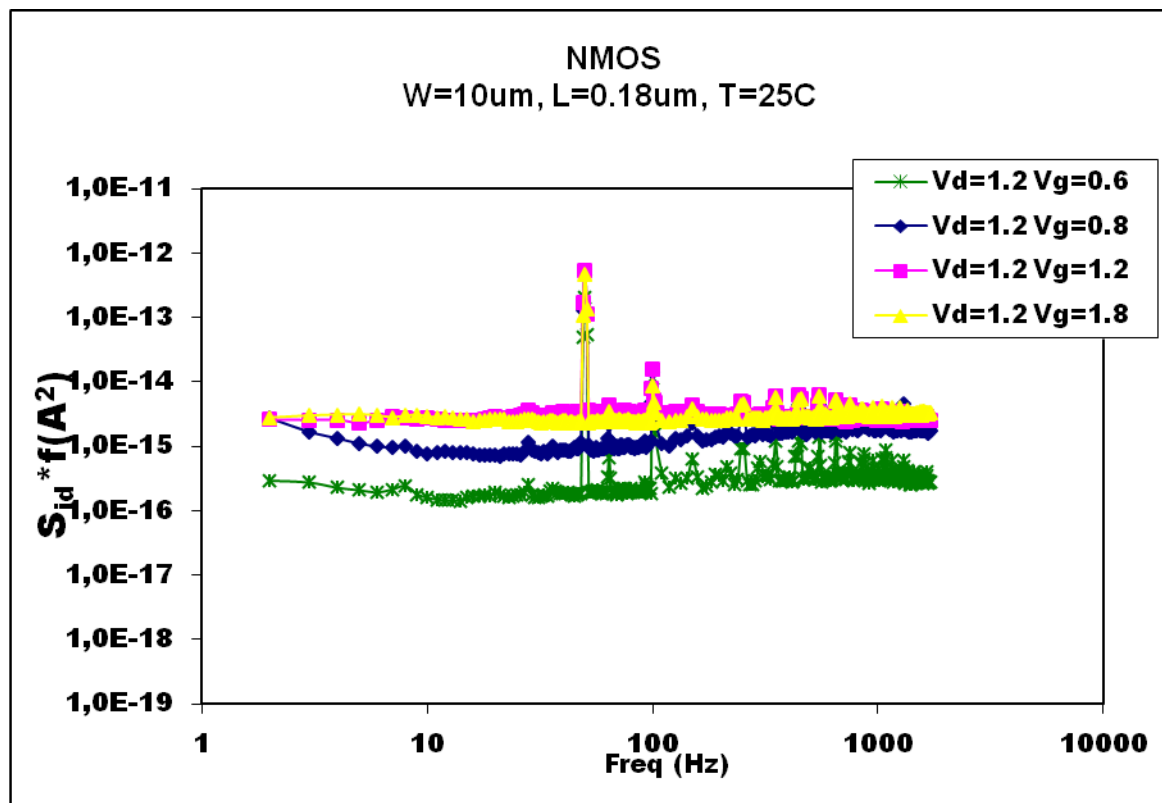
απεικονίζουν τους μέσους όρους του output noise για κάθε σημείο πόλωσης, υπολογίζεται ο input noise (SVG) ως $SVG = S_{id}/gm^2$ και παρουσιάζονται οι αντίστοιχοι μέσοι όροι. Αυτό έγινε γιατί υπολογίζοντας το SVG βλέπουμε πως συμπεριφέρεται ο θόρυβος χωρίς την εξάρτηση του από την τάση. Στα ίδια διαγράμματα υπολογίσαμε και την απόκλιση τους σε αντιπαραβολή με την ιδανική ευθεία που θα έφτιαχναν οι γραφικές μας. Έτσι με τη βοήθεια της linear regression συνάρτησης του Excel υπολογίσαμε τις παραμέτρους του απλού μοντέλου κατασκευάζοντας τις αντίστοιχες ευθείες. Από αυτές τις αποκλίσεις και τις υπολογισμένες κλίσεις μπορέσαμε να υπολογίσουμε την παράμετρο Af και Kf και να αποφανθούμε για το ποιες κυματομορφές προσεγγίζουν flicker noise και ποιες όχι. Το Af καθορίζει την κλίση της γραμμής ενώ το Kf το μέγεθος της. Με βάση λοιπόν το απλό μοντέλο θα έπρεπε το SVG να είναι ανεξάρτητο από την πόλωση και άρα όλα τα SVG να είναι ίδια ανεξαρτήτως Vg. Αυτό όμως στην πραγματικότητα δεν ισχύει γιατί με βάση το πλήρες μοντέλο θορύβου που περιγράψαμε στο κεφάλαιο 4, ο θόρυβος δεν εξαρτάται μόνο από το gm αλλά τόσο από το mobility fluctuation φαινόμενο σε weak inversion όσο και από το coulomb scattering effect σε strong inversion. Αυτά τα δύο φαινόμενα προκαλούν την αύξηση του input noise SVG και άρα μπορούμε να πούμε ότι το απλό μοντέλο θορύβου είναι αποδεκτό μόνο σε μέτρια αναστροφή. Σε κάποιες περιπτώσεις είναι ορατή η ανεπάρκεια του συστήματος.

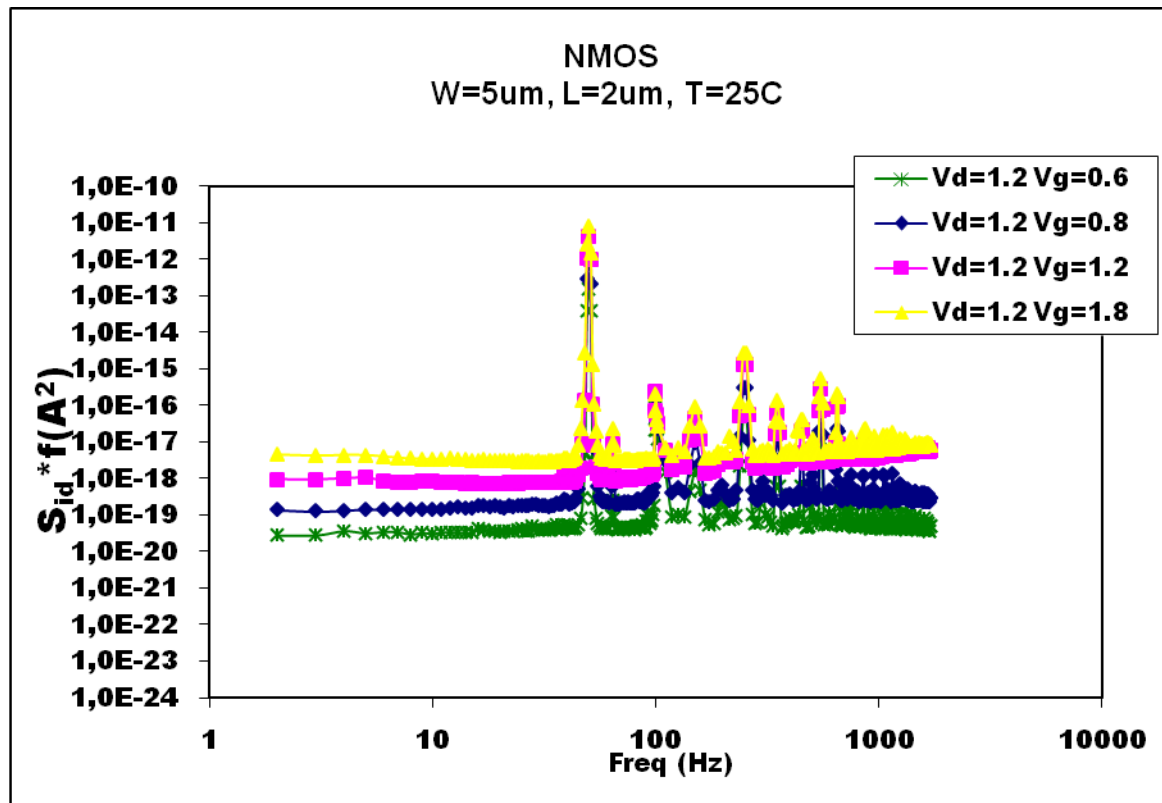


Διάγραμμα
5.49

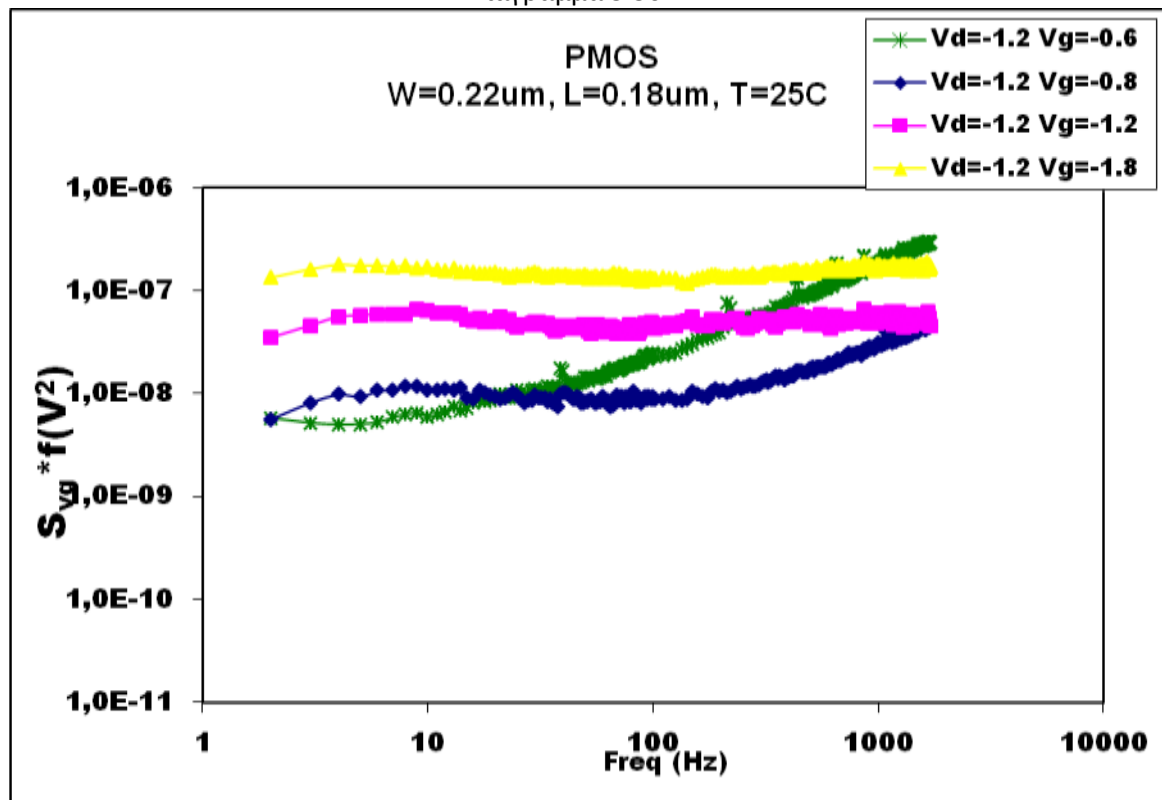




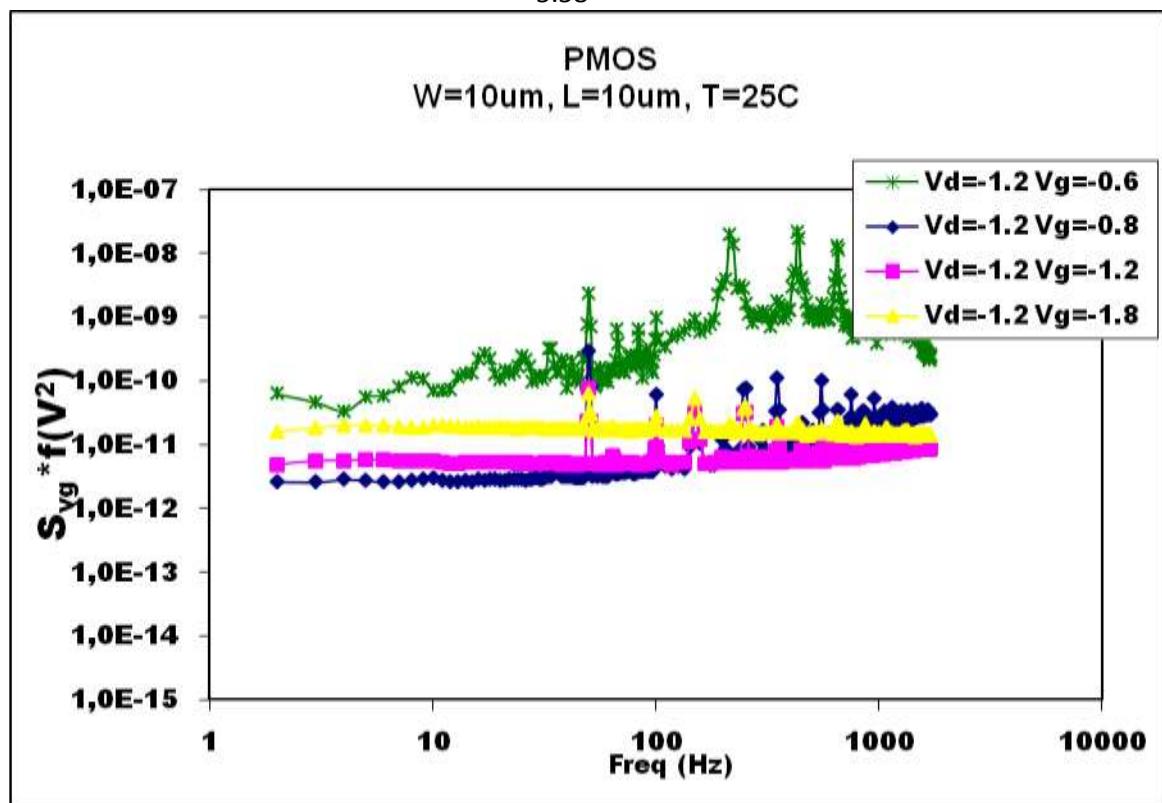
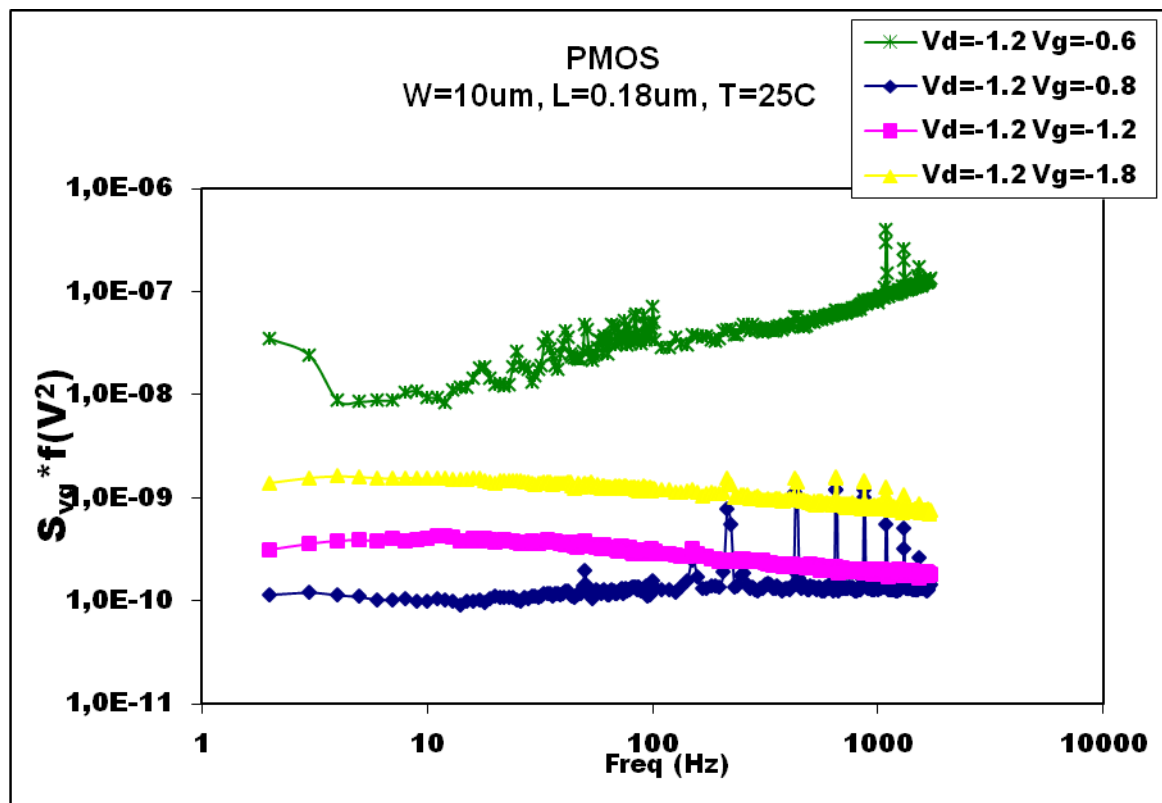


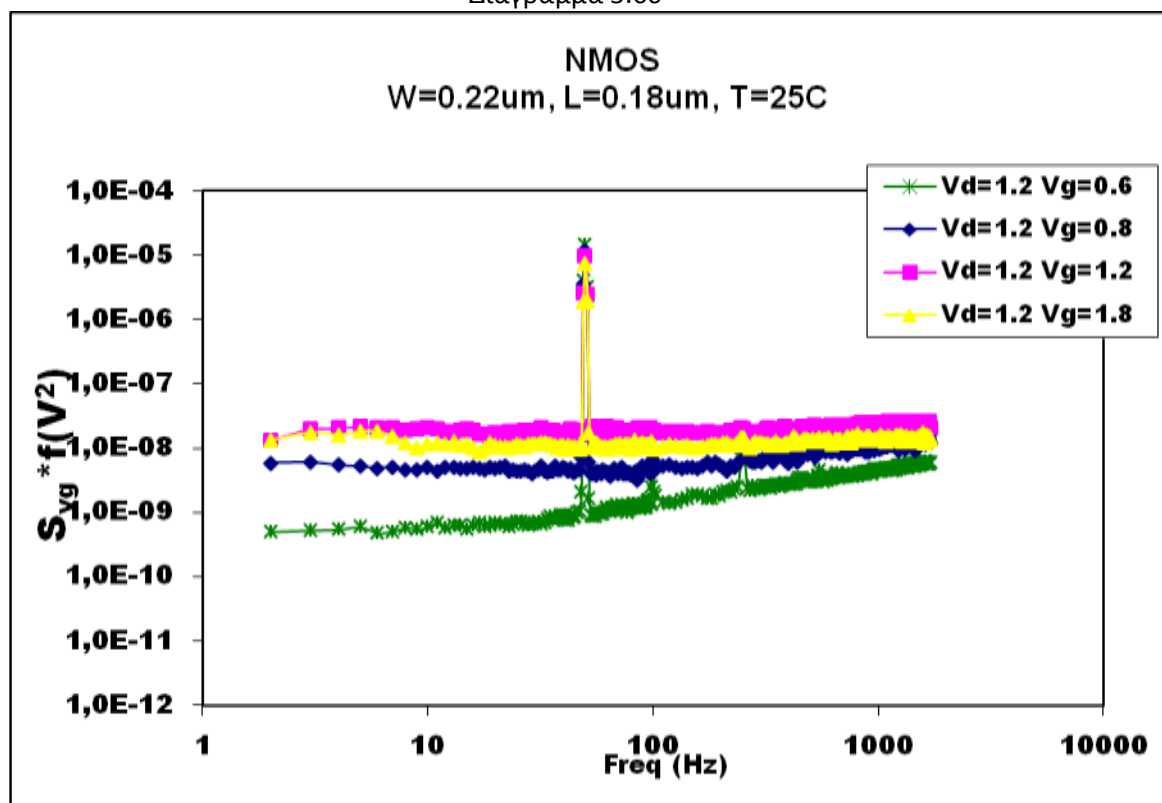
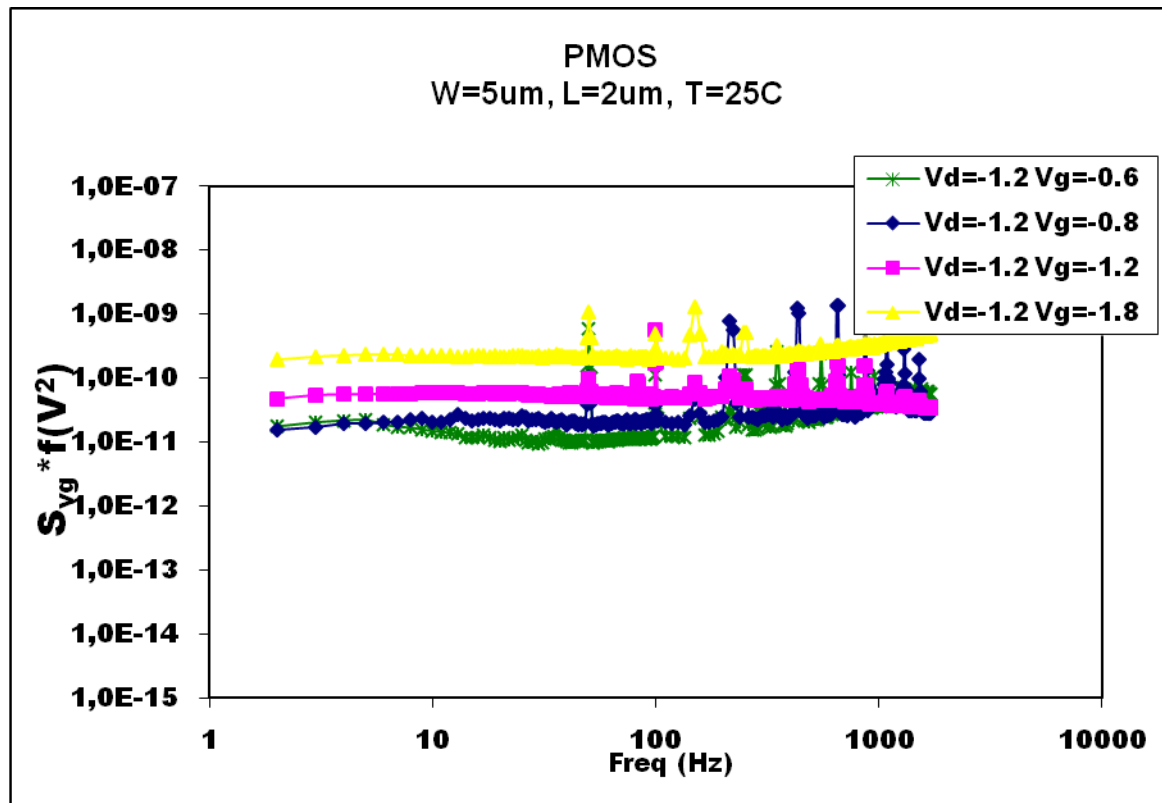


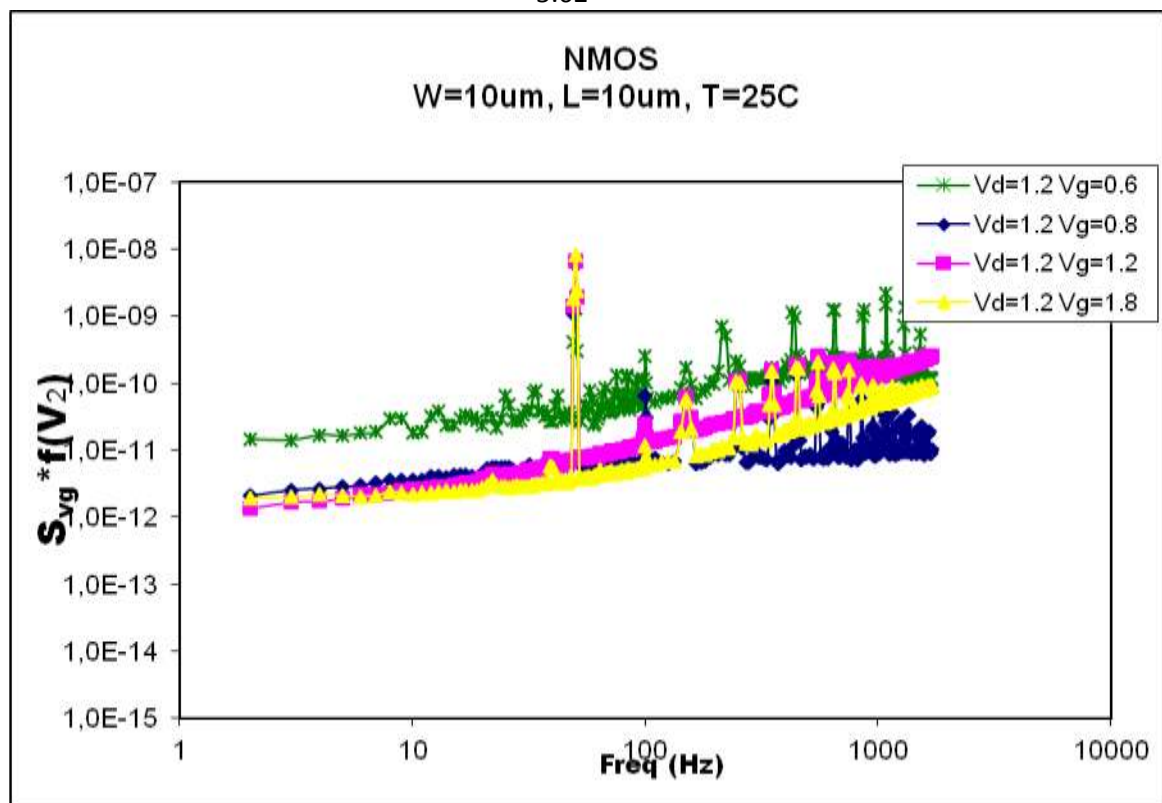
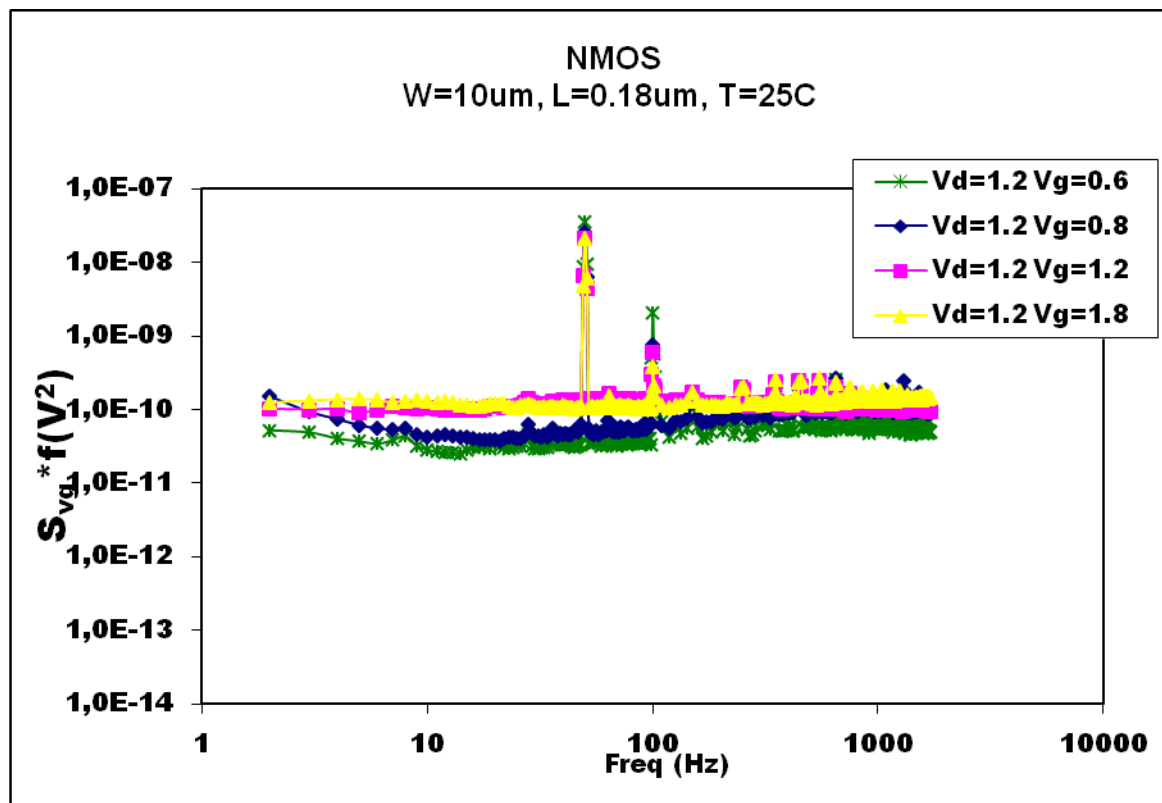
Διάγραμμα 5.56

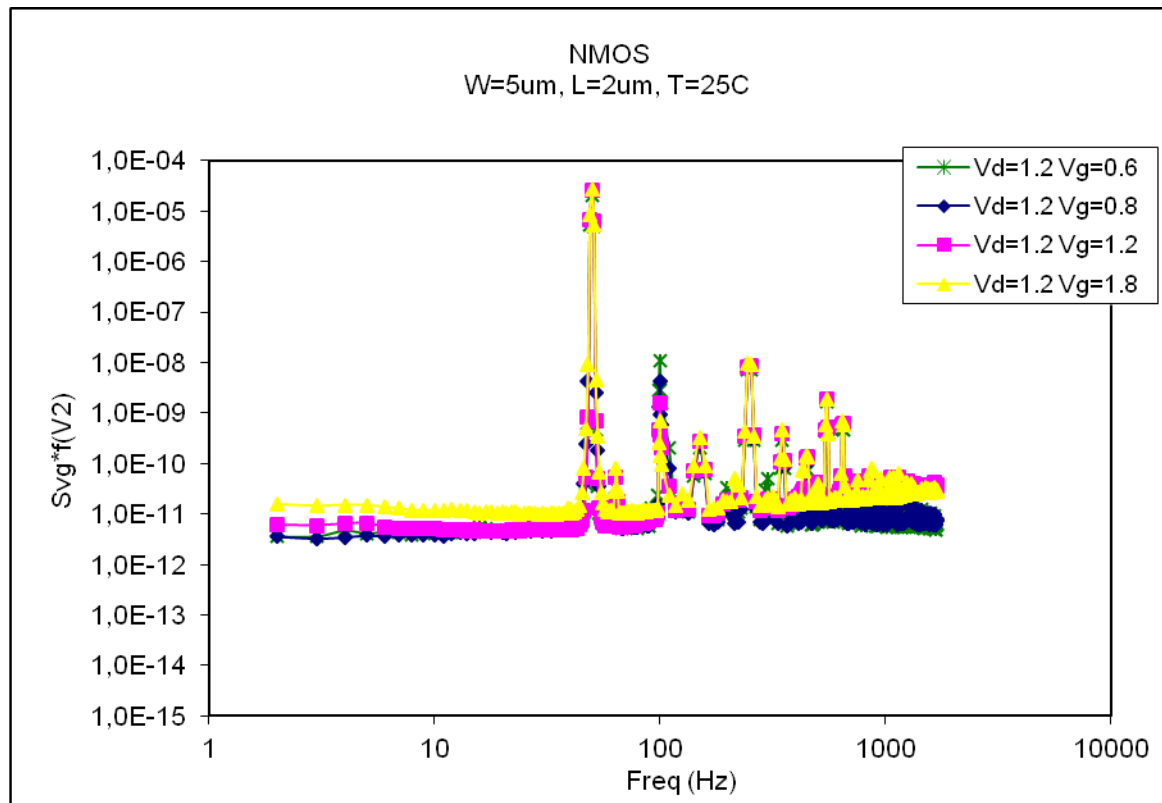


Διάγραμμα
5.57









Διάγραμμα 5.64

Στα διαγράμματα 5.49-5.64 βλέπουμε τους στατιστικούς μέσους όρους των τρανζίστορ που μετρήσαμε τον output noise S_{id} αλλά και τον input noise πολλαπλασιασμένο με τη συχνότητα. Στα διαγράμματα 5.49 μέχρι και 5.56 παρουσιάζεται το φάσμα του flicker noise (output noise S_{id}) πολλαπλασιασμένο με τη συχνότητα. Στα διαγράμματα 5.57 μέχρι και 5.64 παρουσιάζεται φάσμα του flicker noise πολλαπλασιασμένο με τη συχνότητα έχοντας αναιρέσει την επίδραση της τάσης (input noise S_{vg}).

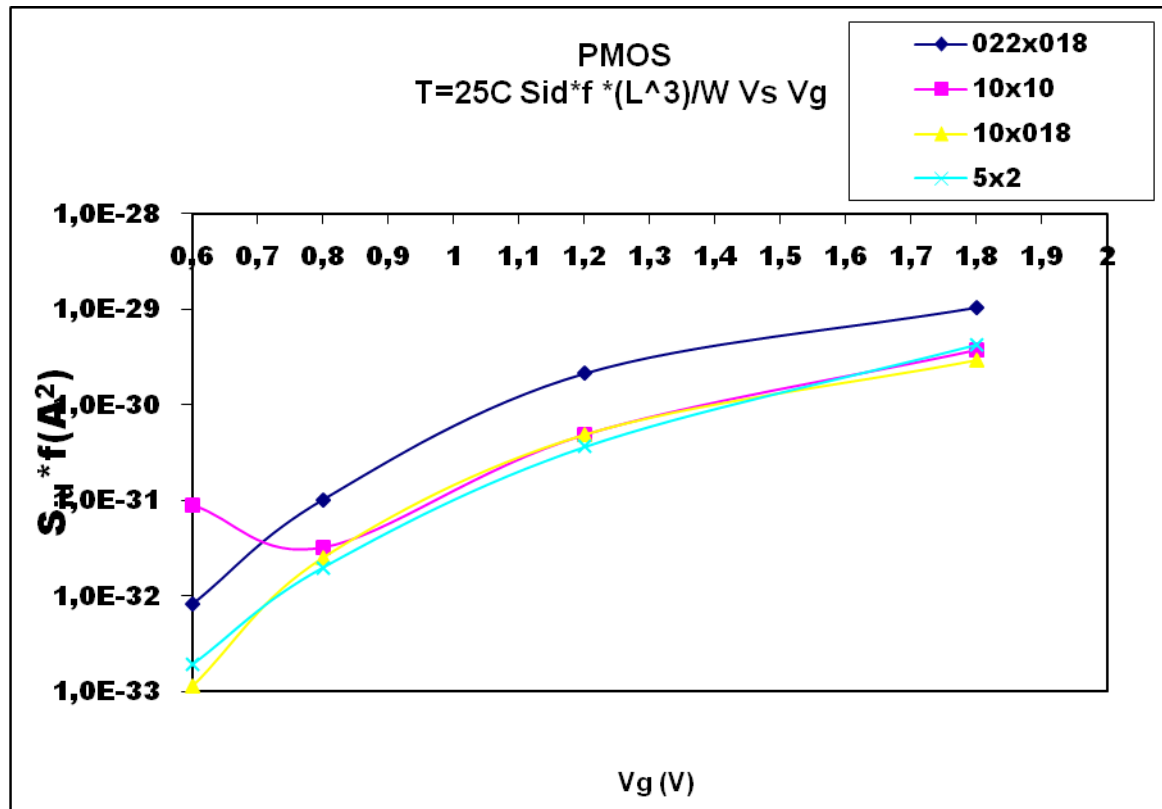
Όσο αυτό το γινόμενο παραμένει σταθερό και παράλληλο στον x άξονα (σταθερό ως προς τη συχνότητα) τότε ο $1/f$ θόρυβος κυριαρχεί. Ιδανικά θα έπρεπε όλες οι κυματομορφές που προκύπτουν να είναι ευθείες γραμμές παράλληλες στον άξονα x, μιας και πολλαπλασιάζοντας με τη συχνότητα αναιρούμε την επίδραση της στο φάσμα του $1/f$ θορύβου και τελικά θα έπρεπε να βλέπουμε κάτι σταθερό το οποίο και θα ήταν ο flicker noise. Με

$$S_{vg} \cdot \text{freq} = \frac{S_{id} \cdot \text{freq}}{gm^2} = \frac{Kf}{Cox \cdot W \cdot L} \text{ και}$$

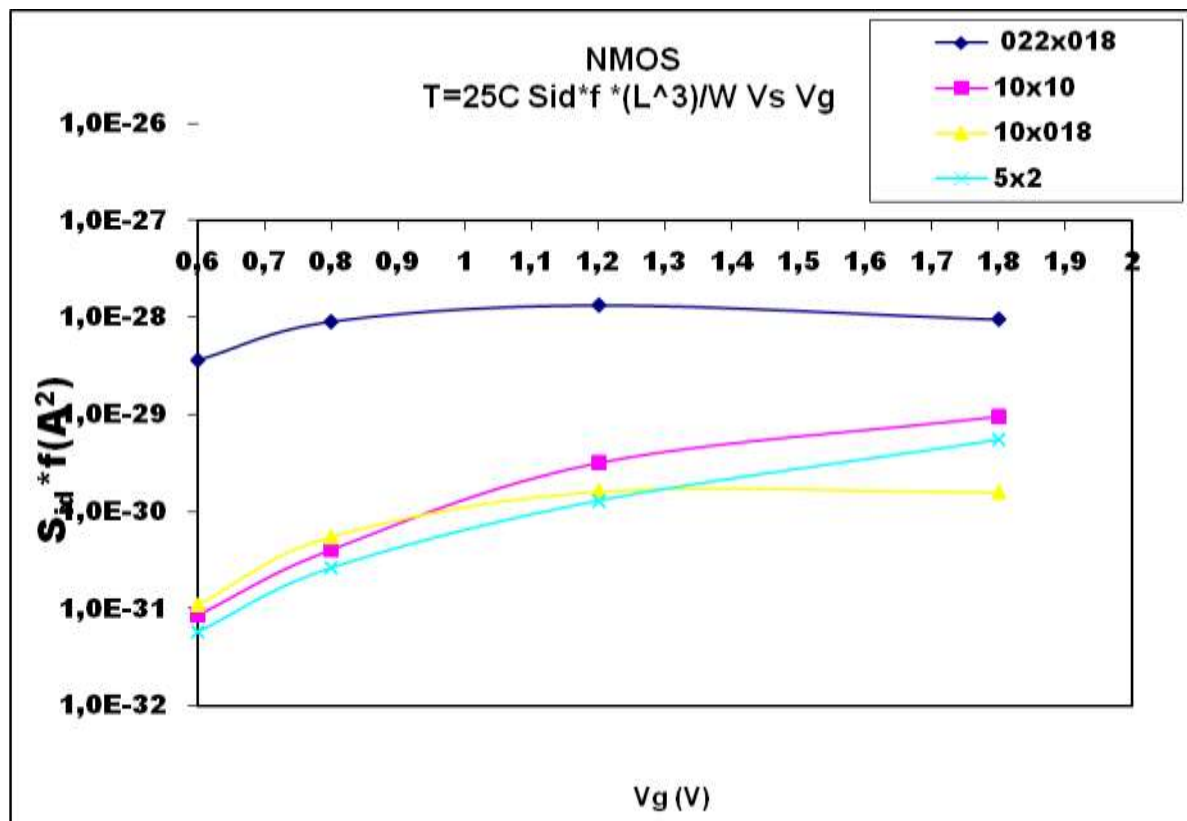
βάση το απλό μοντέλο θορύβου

αφού τα Cox, W, L είναι γνωστά, από το γινόμενο $S_{vg} \cdot \text{Freq}$ μπορεί να εξαχθεί η παράμετρος Kf (την οποία και υπολογίσαμε). Όταν τώρα το γινόμενο $S_{id}(S_{vg}) \cdot \text{Freq}$ αρχίζει να αυξάνεται από κάποια συχνότητα και πάνω αυτό σημαίνει ότι ο thermal noise αρχίζει να εμφανίζεται και άρα αυτή η συχνότητα είναι η corner frequency.

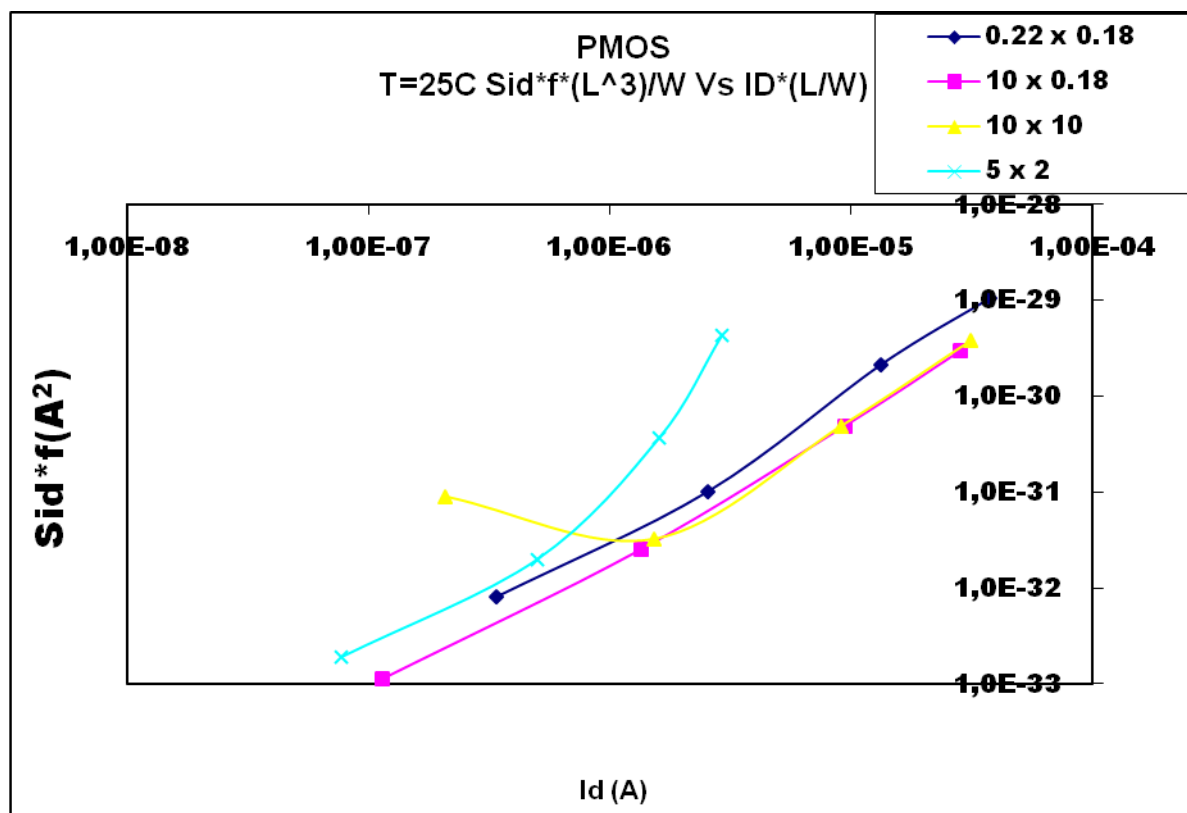
Και τέλος στα διαγράμματα 5.65 μέχρι και 5.68 παρουσιάζεται το φάσμα του θορύβου σε αντιπαραβολή με το ρεύμα στο drain.



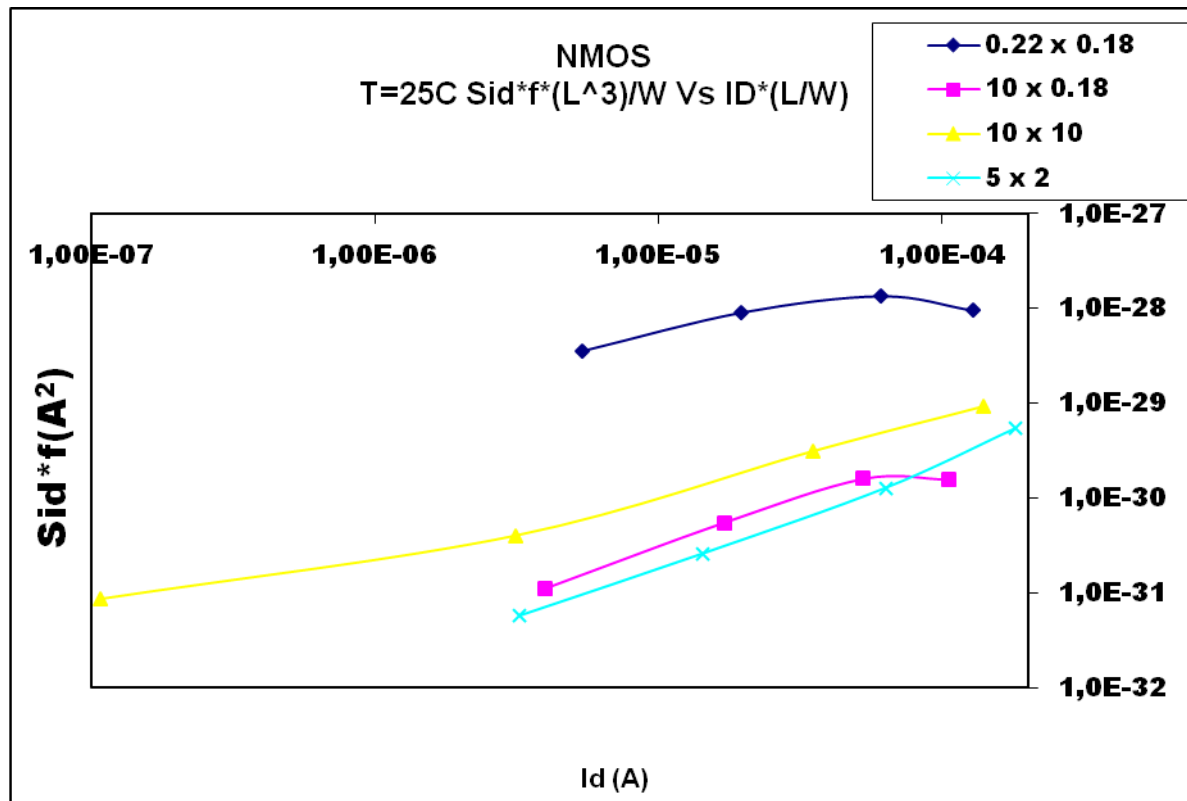
Διάγραμμα
5.65



Διάγραμμα 5.66



Διάγραμμα 5.67



Διάγραμμα 5.68

Τα διαγράμματα 5.65 και 5.66 απεικονίζουν τον κανονικοποιημένο θόρυβο ως προς την πόλωση και διαγράμματα 5.67 και 5.68 απεικονίζουν τον κανονικοποιημένο θόρυβο ως προς το ρεύμα στο drain.

Παίρνουμε το μέσο όρο του $Sid \cdot Freq$ όπως έχει υπολογιστεί παραπάνω και αθροίζουμε σε όλα τα σημεία της συχνότητας από 1 μέχρι 100Hz. Στη συνέχεια διαιρούμε το άθροισμα μας με το σύνολο των σημείων της συχνότητας. Στην ουσία για χαμηλές συχνότητες, πολλαπλασιάζοντας το Sid με τη συχνότητα, προκύπτει κάτι σταθερό ως προς τη συχνότητα όπως προέχουμε πει, και κατόπιν υπολογίζουμε τη μέση τιμή αυτού του σταθερού και έτσι λαμβάνουμε ένα σημείο.

Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται για κάθε ένα από τα τέσσερα σημεία πόλωσης που έχουμε (4 V_g points) και άρα για κάθε τρανζίστορ προκύπτει ένα plot 4 σημείων του $Sid \cdot Freq$ ως προς το V_g . Σε κάθε διάγραμμα έχουμε τέσσερα plots, ένα για κάθε διαφορετική γεωμετρία.

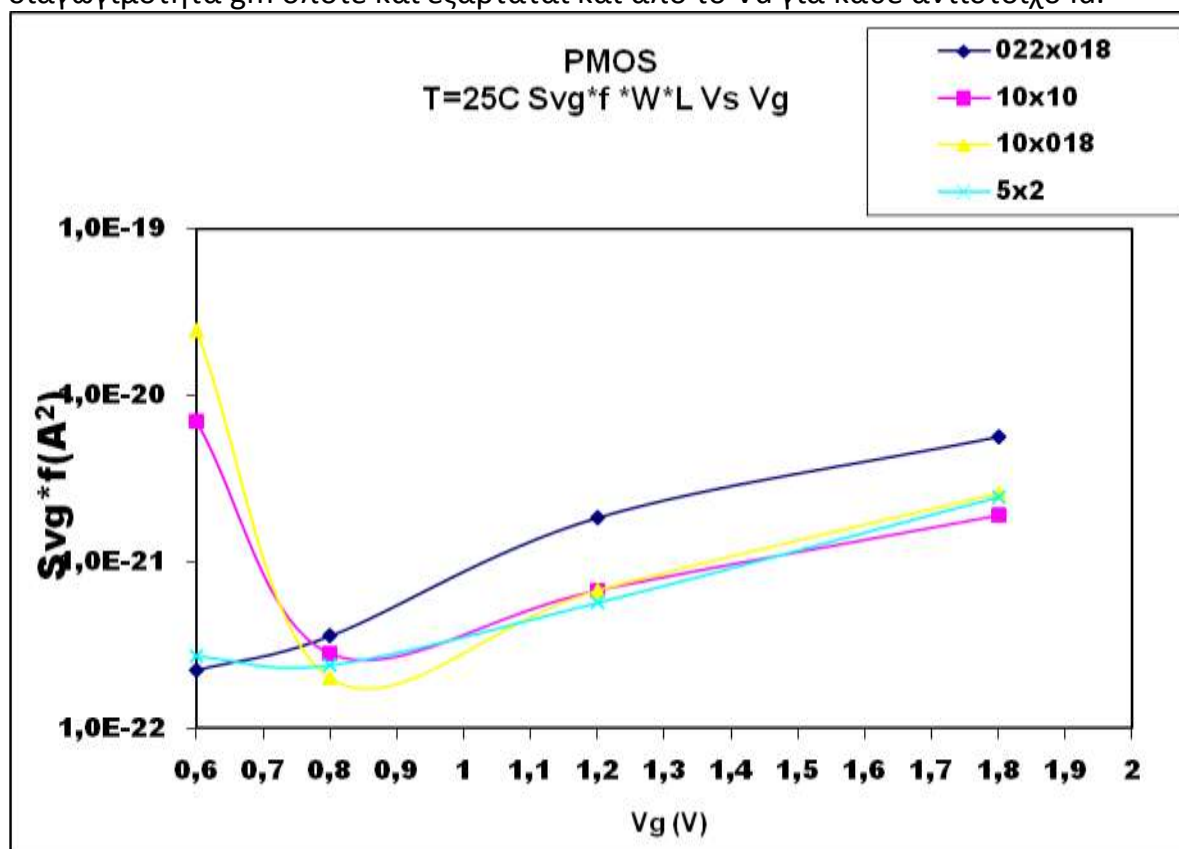
Την ίδια διαδικασία ακολουθούμε ως προς το ρεύμα I_d αφού για κάθε σημείο του V_g αντιστοιχεί ένα ρεύμα I_d όπως προκύπτει από τις DC μετρήσεις. Επειδή όμως ο θόρυβος εξαρτάται και από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της του κάθε τρανζίστορ που μετράμε και προκειμένου να κάνουμε τα διαγράμματα μας «ευκολοδιάβαστα» πολλαπλασιάσαμε τον θόρυβο με L^3/W (για τα διαγράμματα 5.65 και 5.66).

Από τα κανονικοποιημένα διαγράμματα πλέον είναι εμφανές ότι πιο έντονα φαινόμενα θορύβου παρουσιάζουν τα 0.22x0.18 ενώ και λόγω της κανονικοποίησης τα 10x0.18 τρανζίστορ, τα 5x2 και τα 10x10 σχεδόν

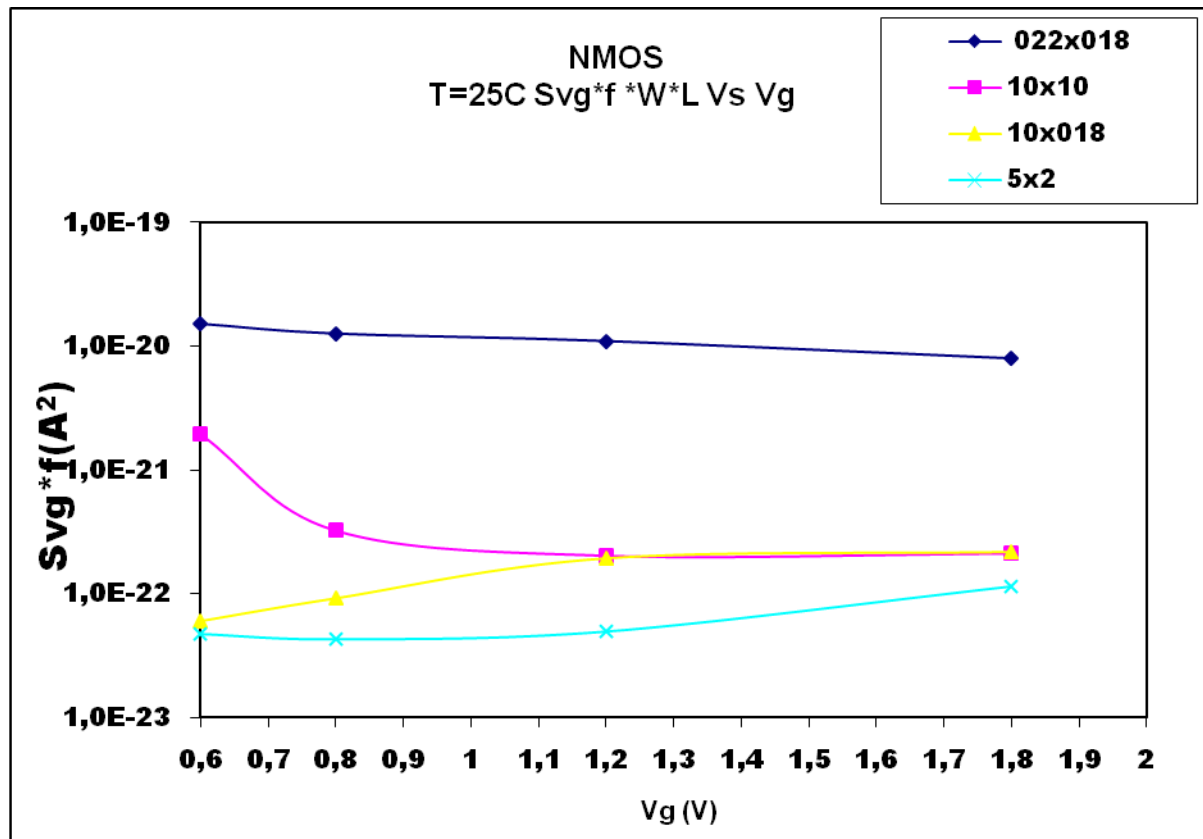
συμπίπτουν. Ο extra θόρυβος που παρουσιάζεται στο 10x10 για $V_g = 0.6V$ πιθανόν οφείλεται στον παράγοντα mobility fluctuation (μοντέλο του Hooge). Επίσης λόγω του ότι οι κλίμακες ρεύματος I_D διαφέρουν πολύ από ένα τρανζίστορ στο άλλο λόγω διαφορετικής γεωμετρίας έπρεπε να κάνουμε κάτι και γι' αυτό, οπότε για να εισάγουμε μια κλιμάκωση των αξόνων σε εξάρτηση με τις γεωμετρίες, αντί για I_D παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα $S_{id} * f * L^3 / W$ vs. $I_D * (L/W)$ και επιλέγουμε και λογαριθμικό τον άξονα x'x του I_D .

Στα διαγράμματα 5.67 και 5.68 βλέπουμε καλύτερα τη συμπεριφορά του θορύβου $1/f$ σε weak και moderate inversion. Και πάλι βλέπουμε ότι ακόμα και μετά από αυτήν την κλιμάκωση, το ρεύμα στο drain για τα 5x2 τρανζίστορ το ρεύμα στο drain είναι ασυνήθιστα μεγάλο μη ακολουθώντας τα υπόλοιπα. Τα αποτελέσματα όσον αφορά το μέγεθος του θορύβου δεν αλλάζουν.

Στο διάγραμμα 5.68 που αφορά να αντίστοιχα NMOS τα 10x10 συμπεριφέρονται περίεργα θα μπορούσαμε να πούμε με το ρεύμα να μικραίνει πολύ περισσότερο από ότι στα υπόλοιπα σχεδόν σε όλες τις πολώσεις. Το ρεύμα στο drain γενικότερα παρατηρούμε ότι είναι μεγαλύτερο στα NMOS παρά στα PMOS γεγονός που εξηγεί και την ύπαρξη παραπάνω θορύβου σε αυτές τις διατάξεις. Ο θόρυβος αυξάνεται ανάλογα με το ρεύμα στις περιοχές αναστροφής. Ο θόρυβος αυτός έχει εξάρτηση και από τη διαγωγιμότητα g_m οπότε και εξαρτάται και από το V_d για κάθε αντίστοιχο I_d .

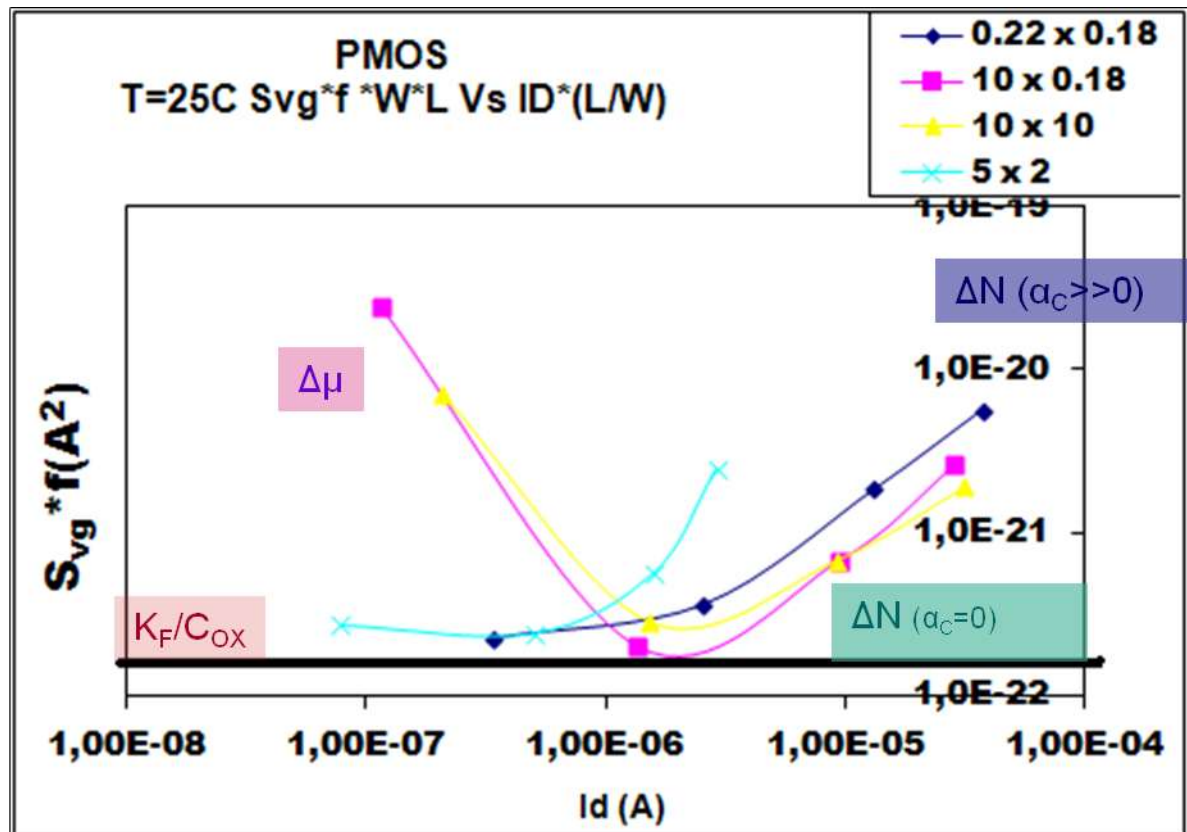


Διάγραμμα 5.69

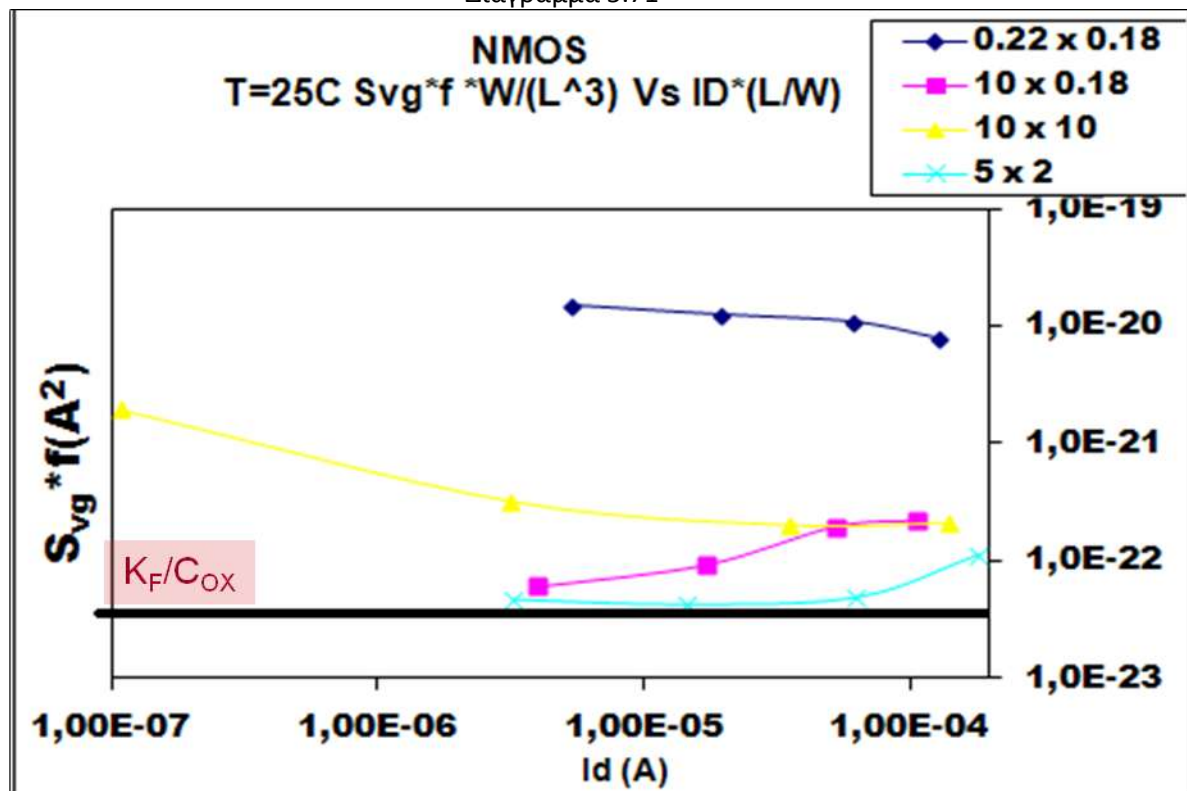


Διάγραμμα 5.70

Στα διαγράμματα 5.69 και 5.70 παρουσιάζεται ο $S_{vg} \cdot f$ και πάλι κανονικοποιημένος (πολλαπλασιασμένος με $W \cdot L$) σε αντιπαράβολή με το V_g . Αν αγνοήσουμε για πόλωση 0.6V στα PMOS τα 10x0.18 και τα 10x10 όπου πιθανότατα λόγω mobility fluctuation όπως είπαμε πιο πάνω έχουμε επιπλέον θόρυβο, γενικότερα στο διάγραμμα βλέπουμε τα αναμενόμενα, ότι δηλαδή ο θόρυβος εξαρτάται από τις διαστάσεις. Βλέπουμε τα μεγάλα τρανζίστορ να είναι πάρα πολύ κοντά σε επίπεδα θορύβου δηλαδή αυτά με εμβαδό πάνω από $1.5 \mu m^2$. Ουσιαστικά συμπίπτουν οι καμπύλες για 10x10, 5x2 και 10x0.18 από $V_g=0.8V$ και πάνω, με μια σημαντική άνοδο για αυξημένο V_g . Ενώ τα μικρά, με εμβαδό $0.0396 \mu m^2$ παρουσιάζουν πολύ μεγαλύτερα επίπεδα θορύβου εισόδου ως προς τις άλλες γεωμετρίες. Παρόμοια είναι και τα συμπεράσματα μας πάνω στα αντίστοιχα NMOS. Όμως, το επίπεδο θορύβου είναι σημαντικά μειωμένο σχετικά με τα PMOS, και δεν παρατηρείται η ίδια αύξηση θορύβου σε υψηλό V_g , όπως συμβαίνει στα PMOS. Σε αυτό το διάγραμμα επίσης είναι πολύ πιο φανερό ότι το εμβαδό (εξαίροντας τα 10x10) μας δίνει και το αποτέλεσμα όσον αφορά και τις διαφορές στις τάξεις μεγέθους του θορύβου S_{vg} . Η καμπύλη της γεωμετρίας 0.22/0.28 δείχνει πολύ πολύ σημαντικά αυξημένη σε σχέση με αυτό που θα αναμέναμε.



Διάγραμμα 5.71



Διάγραμμα 5.72

Παραπάνω, στα διαγράμματα 5.71 και 5.72 παρουσιάζεται ο $S_{vg} \cdot f$ φυσικά κανονικοποιημένος για λόγους που εξηγήσαμε παραπάνω σε αντιπαράβολή με το I_D που αντιστοιχεί σε κάθε V_g (κανονικοποιημένο και αυτό). Ο άξονας

χ'x του ρεύματος I_d είναι σε λογαριθμική κλίμακα για πιο σωστή ερμηνεία. Όπως και πριν βλέπουμε καλύτερα τη συμπεριφορά του θορύβου $1/f$ εισόδου σε weak και moderate inversion. Γενικότερα θα αναμέναμε καλύτερη σύγκλιση στα Sng μεταξύ των διαφορετικών γεωμετριών κάτι που ισχύει αρκετά καλά για τα pmos τρανζίστορ ενώ για τα nmos ξεφεύγει αρκετά το 0.22x0.18.

Το απλό μοντέλο όπως το εξάγαμε από ότι βλέπουμε πιάνει το σημείο πόλωσης το οποίο παρουσιάζει ελάχιστο input noise για moderate inversion. Η αύξηση του θορύβου σε weak και strong inversion οφείλεται στο mobility fluctuations και το number fluctuation & coulomb scattering αντίστοιχα. Πιο έντονα βλέπουμε αυτά τα δύο φαινόμενα μαζί στα PMOS 10x10 και 10x0.18 ενώ παρατηρούμε την αύξηση του ρεύματος λόγω coulomb scattering στο strong inversion στα 0.22x0.18 και στα 5x2 ενώ για τα ίδια αυτά μπορούμε να πούμε ότι από το weak μέχρι και το moderate inversion θα μπορούσαμε να τα μοντελοποιήσουμε και με το απλό μοντέλο.

Στα NMOS βλέπουμε ότι ο θόρυβος δε μεταβάλλεται πολύ σε σχέση με το ρεύμα αναστροφής οπότε το απλό μοντέλο θορύβου θα μπορούσε να κάνει ένα καλό matching.

Στο τέλος της εργασίας έγινε η ανάλυση και ο υπολογισμός των παραμέτρων θορύβου K_f καθώς και A_f με τις διαδικασίες που περιγράφηκαν παραπάνω.

Για να καταλήξουμε σε ένα K_f καθολικό θα πρέπει να επιλέξουμε το μεγαλύτερο από όλα αυτά που έχουν προκύψει μιας και ένα μοντέλο πάντα θα πρέπει να κοιτάει το worst case scenario. Έτσι για να πιάνει το μοντέλο μας από το πιο short transistor και πάνω, πρέπει να επιλέξουμε το μεγαλύτερο από όλα σε PMOS και NMOS αντίστοιχα.

Εμείς όμως στηριχτήκαμε στον μέσο όρο που μας δίνουν τα K_f για κάθε διαφορετική γεωμετρία και έτσι πήραμε το στατιστικό μέσο όρο και έτσι το K_f για τα PMOS προέκυψε $1,945E-23$

Το K_f για τις διάφορες γεωμετρίες των PMOS φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

PMOS	
Γεωμετρία	K_f
0.22x0.18	3,03E-23
10x10	3,25E-24
10x0.18	3,63E-23
5x2	8,00E-24
Average	1,96E-23
A_f	
Average	1,009

ενώ αντίστοιχα για τα NMOS ήταν $2,180\text{E-}23$ και το K_f για τις διάφορες γεωμετρίες των NMOS φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

NMOS	
Γεωμετρία	K_f
0.22x0.18	8,01E-23
10x10	5,45E-24
10x0.18	1,19E-24
5x2	5,20E-25
Average	2,18E-23
A _f	
Average	0,945

ενώ αντίστοιχα το A_f για τα PMOS προέκυψε 1,009 και για τα NMOS προέκυψε 0,945.

Βλέπουμε ότι έχουμε μια πάρα πολύ καλή εκτίμηση για το A_f με απόκλιση +1% για τα NMOS και -5% για τα PMOS. Να τονίσουμε σε αυτό το σημείο ότι το A_f προήλθε να μεν από τη linear regression του Excel σύμφωνα με το απλό μοντέλο θορύβου χαμηλής συχνότητας αλλά μετά από επιλογή των κλίσεων των φασμάτων που αναπαριστούν flicker noise, μιας και συναντήσαμε και φάσματα τα οποία είχαν κλίση που πιθανότατα μαρτυρούσε αδυναμία των μηχανημάτων να μετρηθούν καλά και έτσι είχαμε πολλά σφάλματα για τον θόρυβο σε εκείνα οπότε και δε τα λάβαμε υπόψιν μας στους υπολογισμούς.

5.4 Συζήτηση και συμπεράσματα επί των αποτελεσμάτων

Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων στην πύλη, γνωστός και ως θόρυβος εισόδου, είναι μεγαλύτερος στις NMOS διατάξεις απ'ότι στις PMOS. Το ίδιο ισχύει και για τον αντίστοιχο θόρυβο εξόδου πράγμα που ήταν και αναμενόμενο μιας και το K_f είναι μικρότερο για τα PMOS σε σχέση με τα NMOS. Έτσι επιβεβαιώνονται προγενέστερες μετρήσεις [10] [11]. Επίσης φαίνεται πως συμπεριφορά του $1/f$ θορύβου και στα NMOS και στα PMOS περιγράφεται από το συσχετισμένο carrier number – mobility fluctuations μοντέλο κάτι που έχουμε ξανασυναντήσει στις χαμηλές θερμοκρασίες δωματίου [18].

Στις περισσότερες περιπτώσεις ο θόρυβος στην πύλη μεγαλώνει όσο αυξάνεται η τάση V_g πράγμα που ήταν αναμενόμενο και συμβατό με προγενέστερες αναλύσεις που έχουν γίνει [1]. Η αύξηση του V_g οδηγεί στην αύξηση του g_m και ως γνωστόν ο θόρυβος εξαρτάται από το g_m (διαγωγιμότητα).

Η διασπορά του θορύβου φαίνεται να έχει άμεση εξάρτηση με το V_g μιας και δείχνει μια αντιστρόφως ανάλογη συμπεριφορά με τη μείωση και την αύξηση. Δείχνει δηλαδή να μειώνεται όσο αυξάνει το V_g ενώ αυξάνεται όταν μειώνεται το V_g .

Σε πολλές μετρήσεις είδαμε το σύστημα μας να μην τα καταφέρνει και να αποτυγχάνει πιάνοντας άλλους θορύβους από αυτόν που έπρεπε να μετρήσει. Συνήθως έπιανε θόρυβο από την παροχή πόλωσης (SMU) 50Hz και κατέγραφε και τα πολλαπλάσια του. Επίσης έπιανε θόρυβο από τον LNA (low noise amplifier) και αυτό οφείλεται κυρίως στην ανεπαρκή θωράκιση της καλωδίωσης ως προς το περιβάλλον δημιουργώντας το φαινόμενο antenna effect.

Σε κάποιες μεμονωμένες περιπτώσεις ειδικά για $V_g=1.8V$ παρατηρήθηκε μια μείωση του θορύβου. Αυτό οφείλεται στην πτώση του g_m για μεγάλα V_g (λόγω μη-κορεσμού $V_{GS}-V_T > V_{Dsat}$).

Από τις μετρήσεις δεν παρατηρήθηκαν έντονα φάσματα τύπου lorentzian. Μπορούμε να πούμε πως αχνοφάνηκαν κάποια είδη lorentzian στις πολώσεις 0.6V και 0.8V τα οποία αν δεν οφείλονται σε σφάλμα των μετρήσεων τότε μας δίνουν κάποια πρώτη ιδέα για την ύπαρξη ασυνήθιστα μεγάλου θορύβου σε εκείνα τα σημεία και μια πιθανή εξάρτηση αυτών των lorentzian με την πόλωση και την κινητικότητα των φορέων λόγω της πόλωσης. Γενικότερα η μελέτη αυτού του φαινομένου θα απαιτήσει ακόμη μεγαλύτερη προσπάθεια.

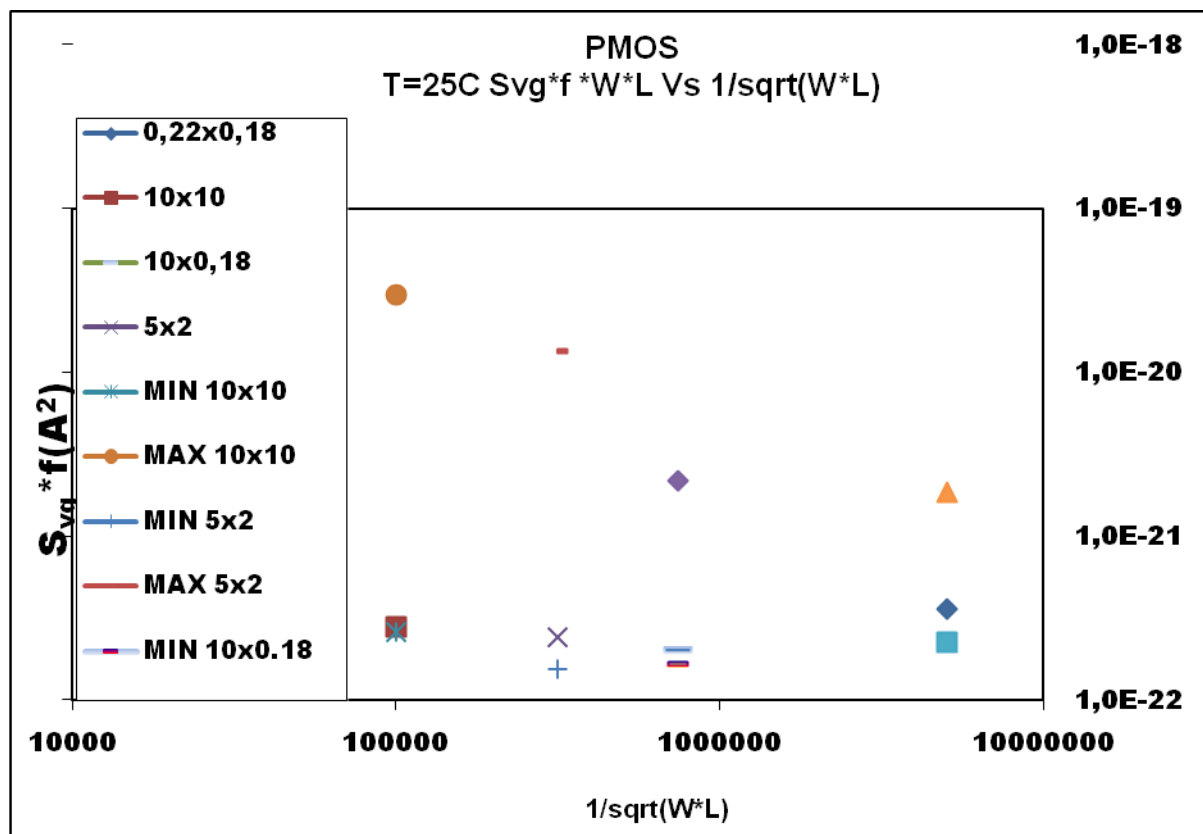
Σε αρκετά παραδείγματα είδαμε μετά από κάποιο σημείο τον thermal noise να κυριαρχεί του flicker από νωρίς στις μετρήσεις μας. Αυτό μας δείχνει ότι είχαμε χαμηλό corner frequency κάτι που είναι αναμενόμενο αφού έχουμε χαμηλή αναστροφή.

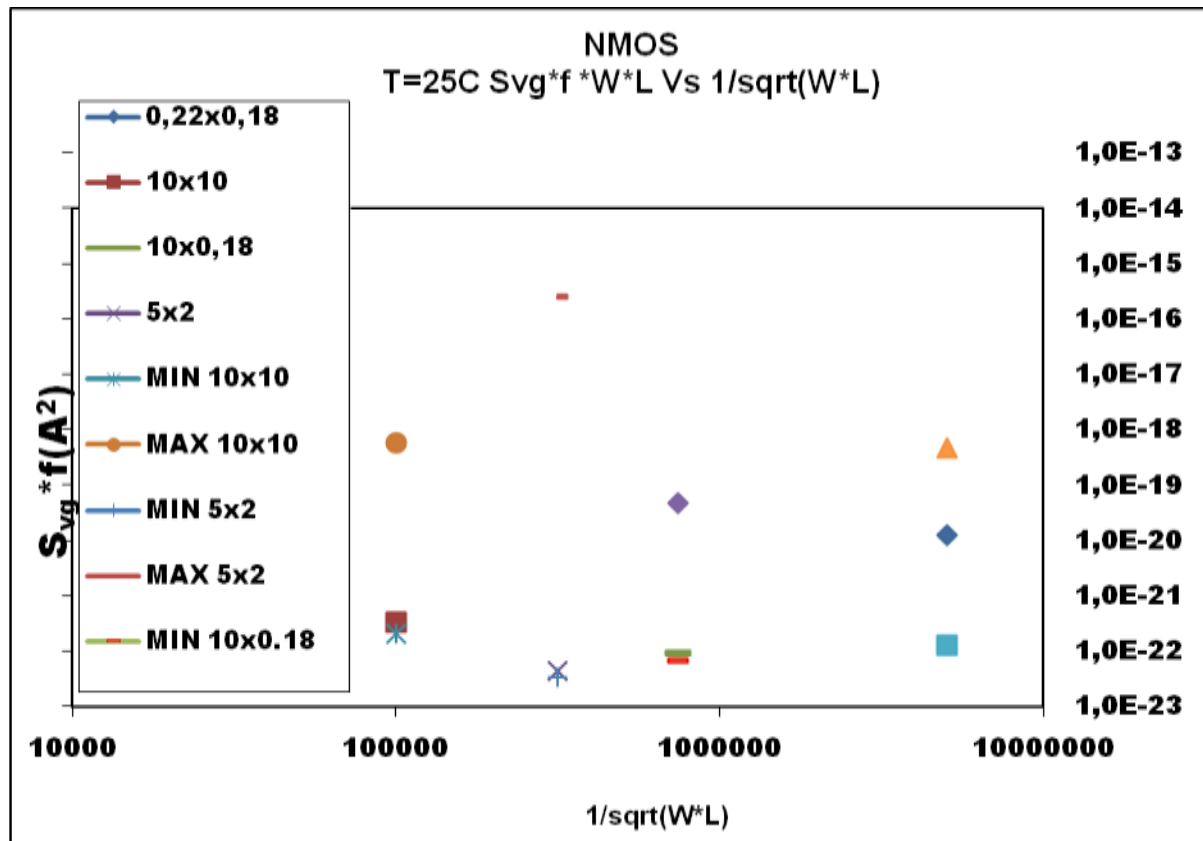
Στα 10x10 NMOS και PMOS παρατηρήθηκε ότι είχαμε πάρα πολλά σφάλματα κατά τη μέτρηση του θορύβου σε τάση πύλης 0.6V και αυτό μας λέει ότι μπορεί οριακά να ήμασταν πάνω στην τάση κατωφλίου των διατάξεων.

5.5 Μελλοντική εργασία

Στην παρούσα μελέτη, έχει γίνει εκτεταμένος χαρακτηρισμός θορύβου σε τρανζίστορ MOS. Μετρήθηκαν τα φάσματα θορύβου για πολλά τρανζίστορ 40 φορές, σε διαφορετικές τοποθεσίες ενός wafer, με 4 πολώσεις, για 4 γεωμετρικές τρανζίστορ, τόσο για NMOS όσο και για PMOS. Να σημειωθεί ότι τέτοιας έκτασης μελέτη είναι αρκετά ασυνήθιστη, μιας και η απόκτηση κάθε φάσματος είναι χρονοβόρο διαδικασία. Η βάση δεδομένων που δημιουργήθηκε μπορεί να είναι η βάση για περαιτέρω μελέτη, ιδίως της στατιστικής συμπεριφοράς του θορύβου. Υπάρχει περιθώριο μελέτης της συμπεριφοράς της διασποράς θορύβου ως προς την γεωμετρία των δειγμάτων, καθώς και ως προς την πόλωση. Η παρούσα μελέτη δείχνει και επιβεβαιώνει ότι ο θόρυβος χαμηλής συχνότητας παρουσιάζει μεγάλη

στατιστική διακύμανση. Ο τελικός στόχος είναι να προταθεί ένα στατιστικό μοντέλο για την συμπεριφορά του θορύβου, ως συνάρτηση της πόλωσης καθώς και της γεωμετρίας των τρανζίστορ. Επίσης, υπάρχει ενδιαφέρον κατά πόσο η συμπεριφορά του θορύβου είναι εξαρτημένη από τις φυσικές παραμέτρους όπως πάχος οξειδίου, ή ακόμα και της θερμοκρασίας, κοκ. Να τονιστεί εδώ ότι λόγω της χρονοβόρας διαδικασίας μετρήσεων, η σχετική βιβλιογραφία είναι περιορισμένη. Ακόμα, το ίδιο σύστημα μετρήσεων θορύβου επιδέχεται βελτιώσεις, πχ. με καλύτερη καλωδίωση, έτσι ώστε να μειωθεί η επιρροή του περιβάλλοντος στις μετρήσεις θορύβου.





Στο τέλος της εργασίας έγινε μια απόπειρα να γίνει στατιστική ανάλυση της διασποράς του θορύβου, σε συσχέτιση με τη γεωμετρία. Βλέπουμε την διασπορά του θορύβου για μια δεδομένη πόλωση $|V_G| = 0.8V$ για όλα τα είδη τρανζίστορ, ως προς την γεωμετρία. Φτιάξαμε μια γραφική για NMOS, μια για PMOS, που δείχνουν συγκριτικά, το μέσο μέγεθος θορύβου $S_{vg} \cdot W \cdot L \cdot f$ για τις 4 γεωμετρίες, ως προς το $1/\sqrt{WL}$ σε λογαριθμική κλίμακα. Επίσης το σύνολο των τριών σημείων για καθεμία γεωμετρία μας δίνει το μέσο όρο συν σφάλμα δηλαδή τη μέγιστη και την ελάχιστη τιμή του θορύβου για αυτή τη γεωμετρία (error bar). Από αυτό το διάγραμμα των PMOS φαίνεται ότι η διασπορά του θορύβου μειώνεται πολύ έντονα όσο μειώνεται η γεωμετρία κάτι που δεν φαίνεται όμως στα αντίστοιχα NMOS. Βλέπουμε ότι σχεδόν σε όλες τις περιπτώσεις (πλην του NMOS 0.22x0.18) ο μέσος θόρυβος είναι πολύ κοντά στο ελάχιστο σημείο. Επίσης μπορούμε να πούμε ότι η διασπορά των μέγιστων/χαμηλότερων τιμών (εκ πρώτης όψης) δεν φαίνεται να είναι έντονη συνάρτηση των γεωμετριών μιας και δεν φαίνεται καθόλου αυτό στα NMOS (αυτό φυσικά πρέπει να διερευνηθεί περαιτέρω). Όπως φαίνεται έχουμε πολύ μεγάλη απόσταση ανάμεσα στα error bars και αυτό γιατί μέσα στη στατιστική ανάλυση έχουμε πάρει και τα σημεία συχνότητων τα οποία παρουσίασαν spikes. Παίρνοντας οπότε το μέγιστο και το ελάχιστο σημείο, αν θεωρήσουμε ότι σε ένα φάσμα που παρουσιάζει spike στα 50Hz ενώ το υπόλοιπο μας δείχνει ένα $1/f$ φάσμα από 2 μέχρι 1000Hz μπορούμε εύκολα να καταλάβουμε ότι το spike με το φάσμα θα έχουν **τουλάχιστον 3 τάξεις**

μεγέθους διαφορά! Αυτό μας εισάγει στο διάγραμμα ένα **τεράστιο** στατιστικό σφάλμα και άρα δε μπορούμε να το παρουσιάσουμε σαν παρούσα μελέτη. Σαν μελλοντική μελέτη λοιπόν, θα ήταν χρήσιμο να κατασκευάσουμε ένα script σε κάποιο εργαλείο όπως η matlab για παράδειγμα, το οποίο θα ανιχνεύει spikes και θα τα αναιρεί (με την απλή αλγοριθμική λογική –και χωρίς βλάβη της γενικότητας- του ότι αν το επόμενο νούμερο που θα ανιχνεύσεις έχει τουλάχιστον 2 τάξεις μεγέθους διαφορά με το προηγούμενο, βάλε στη θέση του το προηγούμενο) να εισάγουμε μέσα όλες τις μετρήσεις μας και να βάλουμε τα καινούρια νούμερα στους πίνακες του Excel ώστε να αποφανθούμε περί της διασποράς ανάλογα με τη γεωμετρία. Πρόκειται για μια εύκολη αλλά πολύ χρονοβόρα διαδικασία και γι' αυτό δεν έχει υλοποιηθεί ακόμα ενώ έχει μπει στη μελλοντική εργασία.

Σαν μελλοντική εργασία θα μπορούσαμε να πούμε ότι είναι επίσης απαραίτητο να μετρηθούν τα medium voltage και τα high voltage τρανζίστορ της ίδιας τεχνολογίας και γεωμετρίας ώστε να βγάλουμε συμπεράσματα για τη συμπεριφορά του θορύβου μέσα στις διατάξεις τους σε σχέση με τα low voltage και να δούμε πόσο ρόλο παίζει η τάση λειτουργίας του τρανζίστορ καθώς και οι διαφορές στο πάχος οξειδίου της κάθε διάταξης και πρέπει να γίνει περαιτέρω μελέτη της διασποράς του θορύβου σε σχέση με τη γεωμετρία. Με αυτό τον τρόπο θα μπορέσουμε να εξετάσουμε καλύτερα τη γεωμετρική εξάρτηση του θορύβου ώστε να κατασκευάσουμε ένα μοντέλο σύμφωνα με αυτό.

Αναφορές – Βιβλιογραφία

1. «Χαρακτηρισμός θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες» Μεταπτυχιακή διατριβή, Ν. Μαυρεδάκης. Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πολυτεχνείο Κρήτης. Ιούλιος 2011
2. «Μοντελοποίηση MOS τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες» Διδακτορική Διατριβή, Α. Μπαζίνος. Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Ε.Μ.Π. 29-Μαΐου-2008
3. Διαλέξεις μαθήματος «Σχεδιασμός αναλογικών CMOS κυκλωμάτων», ΗΜΜΥ Πολυτεχνείο Κρήτης, Μ Bucher, 2011
4. Θεωρία Τρανζίστορ MOS, Δ. Μπακάλης, 2004, διαθέσιμο: http://www.ceid.upatras.gr/faculty/alexiou/vlsi/Ch2_MOSTheory.pdf
5. Κεφάλαιο 2 «Θόρυβος» σημειώσεων Γ. Αλεξίου, Καθηγητή Τμήματος Μηχανικών Η/Υ και Πληροφορικής, 2004, διαθέσιμο: <http://www.ceid.upatras.gr/faculty/alexiou/ahts/notes/kef02.pdf>
6. Κεφάλαιο 7 σημειώσεων μαθήματος Ανάλυση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μεταπτυχιακού προγράμματος «Ηλεκτρονική και Επεξεργασία της Πληροφορίας» Πανεπιστημίου Πάτρας, 2007, διαθέσιμο: http://www.hep.upatras.gr/class/download/ana_olo_kik/kef7.pdf
7. Κεφάλαιο 5 σημειώσεων μαθήματος Οργανολογίας, Χημικού Τμήματος Πανεπιστημίου Αθηνών, Κ. Ευσταθίου, 2003, διαθέσιμο: http://www.chem.uoa.gr/courses/organologia/PDF/Ch05_1xxy.pdf
8. Charge-based MOS Transistor Modeling, C. C. Enz, E. A. Vittoz, Wiley, Chichester, UK, 2006
9. Low Frequency Noise and quantum transport in deep-submicron N-mosfet's, Technical University of Lausanne, Z. Shi, 1043, PhD Thesis, EPFL, 1992
10. Flicker noise extraction in MOS transistors, J.M. Sallese, C. Enz, EPFL, Technical Report, 1996
11. Impact of the High Vertical Electric Field on Low-Frequency Noise in Thin-Gate Oxide MOSFETs, A. Mercha, E. Simoen, and C. Claeys, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 50, NO. 12, DECEMBER 2003
12. Noise Modeling for RF CMOS Circuit Simulation, A. J. Scholten, L. F. Tiemeijer, R. Langevelde, R. J. Havens, A. T. A. Z. Duijnhoven, and V. C. Venezia, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 50, NO. 3, MARCH 2003
13. Modeling of Statistical Low-Frequency Noise of Deep-Submicrometer MOSFETs, G. I. Wirth, J. Koh, R. Silva, R. Thewes, and R. Brederlow, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 52, NO. 7, JULY 2005

14. The EKV 3.0 Compact MOS Transistor Model: Accounting for Deep-Submicron Aspects, M. Bucher, C. Enz, F. Krummenacher, J.M. Sallese, C. Lallement, A.S. Porret, 2002 Nanotechnology Conference and Trade Show April 22-25, 2002 San Juan Marriott Resort & Stellaris Casino San Juan , Puerto Rico, U.S.A. , Nanotech 2002 vol.1, ISBN 0-9708275-7-1
15. Surface mobility fluctuations in metal-oxide-semiconductor field-effect transistors, C. Surya and T. Y. Hsiang, 1987 The American Physical Society, PHYSICAL REVIEW B VOLUME 35, NUMBER 12 15 APRIL 1987-II
16. N. Mavredakis, A. Antonopoulos, M. Bucher, "Bias Dependence of Low Frequency Noise in 90nm CMOS", Proc. NSTI-Nanotech/Microtech, Vol. 2, pp. 805-808, Anaheim, California, June 21-25, 2010.
17. Low-Frequency Noise in a 0.18 μm Mixed-Mode CMOS Technology at Low Temperature, P. Martin, M. Cavelier and G. Ghibaudo, 20th Int. Conference on Noise and Fluctuations (ICNF 2009), Pisa, Italy, 14-19 June 2009
18. 1/f noise modeling at low temperature with the EKV3 compact model, P. Martin and G. Ghibaudo, NSTI-Nanotech 2009, ISBN 978-1-4398-1784-1 vol 3, 2009
19. Analysis of 1/f noise in CMOS APS, H. Tian, and A. E. Gamal, Information Systems Laboratory, Stanford University, Stanford 2001, CA 94305 USA.
20. Impact of gate engineering and silicidation on low frequency noise characteristics in 0.18 μm technology mosfets, M. D. Murcia, M. Marin, Y. Akue Allogo, D. Rigaud, P. Llinares, D. Cottin, Noise In Physical Systems And 1/F Fluctuations ICNF 2001 Proceedings of the 16th International Conference Gainesville, Florida, USA, 22 – 25 October 2001