



ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**"Χαρακτηρισμός θορύβου χαμηλών συχνοτήτων
σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες"**

Μαυρεδάκης Νικόλαος

Εξεταστική Επιτροπή: Επ. Καθ. Matthias Bucher (Επιβλέπων)

Καθ. Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης

Αν. Καθ. Κωνσταντίνος Μπάλας

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ.....	3
Περίληψη.....	5
ΛΕΞΙΚΟ ΑΓΓΛΙΚΩΝ-ΕΛΛΗΝΙΚΩΝ ΟΡΩΝ.....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΕΙΣΑΓΩΓΗ	7
1.1 Γενικά για θόρυβο στην ηλεκτρονική	7
1.2 Οργάνωση της μεταπτυχιακής διατριβής.....	8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΑ MOSFETs	9
2.1 Χαρακτηριστικά του θορύβου.....	10
2.2 Τύποι θορύβου στα MOSFETs.....	12
2.2.1 Θερμικός θόρυβος.....	13
2.2.2 Μη στατικός θόρυβος (NQS).....	14
2.2.3 Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (flicker noise).....	99
2.2.4 Θόρυβος βολής (shot noise).....	100
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ 1/F ΘΟΡΥΒΟΥ-ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΤΟ EKV3	9
3.1 Carrier number fluctuations	10
3.1.1 Flat Band Perturbation (FBP) μέθοδος.....	18
3.1.2 Langevin μέθοδος.....	18
3.1.3 Σύγκριση μεθόδων Langevin και FBP	20
3.1.4 Carrier number fluctuation μοντέλο με επίδραση φαινομένου coulomb σκέδασης (Coulomb scattering)	22
3.1.5 Πλήρες carrier number fluctuation μοντέλο..Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.....	
3.2 Mobility fluctuations.....Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.....	
3.3 Επίδραση των εξωτερικών αντιστάσεων σε source και drain στον flicker θόρυβο.....	30
3.4 Πλήρες φυσικό μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε MOS διατάξεις	31
3.5 Υλοποίηση του μοντέλου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3.....	32
3.5.1 Verilog-A κώδικας για την μοντελοποίηση του 1/f θορύβου.....	33
3.5.2 Αποτελέσματα από DC προσομοιώσεις και προσομοιώσεις θορύβου ως προς τη συχνότητα	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 1/F ΘΟΡΥΒΟΥ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΠΟΛΩΣΗ – ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ	42
4.1 Πειραματική διαδικασία	43
4.1.1 Απαιτήσεις - προδιαγραφές	43
4.1.2 Εγκατάσταση και διασύνδεση του εξοπλισμού.....Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.....	
4.1.3 Εκτέλεση μετρήσεων	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.
4.1.3.1 Ρυθμίσεις φίλτρου	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.
4.1.3.2 Ρυθμίσεις DSA.....	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.
4.1.3.3 Ρυθμίσεις SR570.....	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.
4.1.3.4 Μέτρηση MOS τρανζίστορ	48
4.2 Παρουσίαση αποτελεσμάτων	49
4.2.1 CMOS 0.35um.....	50
4.2.2 CMOS 0.18um.....Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.....	
4.2.3 CMOS 90nm.....	71
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ	91

5.1 Συμπεράσματα	91
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΕΚV3 ΜΟΝΤΕΛΟ	93
Α.1 Ιστορική αναδρομή	93
Α.2 Αρχές λειτουργίας του μοντέλου ΕΚV3	93
Α.2.1 Ορισμός βασικών μεγεθών – λειτουργία σε ιδανικές συνθήκες	94
Α.2.2 Ρεύμα καναλιού	96
Α.2.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του MOSFET	99
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	101
ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ ΣΗΜΕΙΩΜΑ – ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ	103

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

2.1 Διάφορες πηγές θορύβου	9
2.2 Κυματομορφή συνάρτησης φάσματος	10
2.3 Κυματομορφή συνάρτησης φάσματος λευκού θορύβου.....	11
2.4 Έξοδος φάσματος γραμμικού μη μεταβαλλόμενου συστήματος.....	11
2.5 Μοντελοποίηση θερμικού θορύβου στα MOSFET	13
2.6 a) Θορυβώδες MOS τρανζίστορ και b) Μη θορυβώδες MOS τρανζίστορ.....	14
3.1 Ένα γράφημα του $S_{i_d}^L / S_{i_d}^{FB}$ για να παρουσιαστεί ο περιορισμός της FBP μεθόδου. $Q_D / Q_S = 1$ αναπαριστά τη γραμμική περιοχή ενώ $Q_D / Q_S = 0$ αντιστοιχεί στον 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.....	21
3.2 Ένα γράφημα του κανονικοποιημένου $S_{i_d}^2 / I_D^2$ ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα σε λογαριθμικούς άξονες.....	22
3.3 Ο παράγοντας $K_D _{\Delta N}$ ως προς το δείκτη αντίστροφής σε κορεσμό για δύο τιμές του αμ γινομένου. Φαίνεται καθαρά ότι για αμ=0 δεν παρατηρείται αύξηση του θορύβου σε ισχυρή αντιστροφή γεγονός που αποδεικνύει την σημαντική επίδραση του φαινομένου Coulomb scattering στον flicker θόρυβο.....	24
3.4 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στο PSD του θορύβου σε κορεσμό. Είναι εμφανές ότι αν η μείωση της κινητικότητας δεν λαμβάνεται υπόψιν τότε ο θόρυβος υπολογίζεται περισσότερος απ'ότι είναι στην πραγματικότητα.	28
3.5 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στην εξάρτηση του θορύβου από την τάση στο drain. Όπως ήταν αναμενόμενο, η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας γίνεται πιο έντονη όσο η τάση στο drain αυξάνεται.	28
3.6 Ο παράγοντας $K_D _{\Delta \mu}$ ως προς το δείκτη αντίστροφής σε κορεσμό.....	30
3.7 Πλήρες PSD του 1/f θορύβου στο drain σε γραμμική περιοχή κανονικοποιημένο ως προς το τετράγωνο του ρεύματος και σύγκριση των διαφόρων συνεισφορών ως προς τον δείκτη αντιστροφής.....	31
3.8 Πλήρες PSD του 1/f θορύβου στο gate σε γραμμική περιοχή και σύγκριση των διαφόρων συνεισφορών ως προς τον δείκτη αντιστροφής.....	32
3.9 Id-Vg, Id-Vd NMOS, W/L=10/10, 10/0.35 CMOS 0.35um.....	36
3.10 Id-Vg, Id-Vd NMOS, W/L=10/0.18 CMOS 0.18um.....	36
3.11 Id-Vg NMOS-PMOS, W/L=40/0.07 CMOS 0.90nm.....	37
3.12 Id-Vg, Id-Vd PMOS, W/L=10/0.18 CMOS 0.18um.....	37
3.13 1/f PSD, NMOS-PMOS, W/L=10/10, 10/0.35 CMOS 0.35um	38
3.14 1/f PSD, NMOS-PMOS, W/L=10/0.18 Vd=1.2, 0.6, 0.3, 0.05V CMOS 0.18um.....	39
3.15 1/f PSD, NMOS-PMOS, W/L=40/0.04, 40/0.07 Vd=0.8, 0.05V CMOS 90nm.....	40
4.1 Set up μέτρησης θορύβου 1/f	44

4.2 Πλήρες σχηματικό του συστήματος μετρήσεων 1/f θορύβου	45
4.3 Προσωμειωμένη συμπεριφορά του 1Hz φίλτρου.	46
4.4 Αποτελέσματα μετά από επιτυχημένη βαθμονόμηση.....	47
4.5 Αποτελέσματα μετρήσεων Noise Floor.	48
4.6 - 4.7 PSD 1/f θορύβου για CMOS 0.35um, 0.18um, 90nm.....	49
4.8 - 4.17 1/f θόρυβος ως προς την πόλωση για CMOS 0.35um.....	51-56
4.18 – 4.41 1/f θόρυβος ως προς την πόλωση για CMOS 0.18um.....	58-69
4.42 – 4.77 1/f θόρυβος ως προς την πόλωση για CMOS 0.18um.....	72-89

Περίληψη

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

Βασικό αντικείμενο αυτής της εργασίας είναι ο πειραματικός χαρακτηρισμός και η μοντελοποίηση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων των MOSFET σε σύγχρονες τεχνολογίες CMOS. Πραγματοποιήθηκε μελέτη της συμπεριφοράς του flicker θορύβου με βάση το πλήρες θεωρητικό υπόβαθρο που καλύπτει το συγκεκριμένο είδος θορύβου. Στη συνέχεια έγινε σύγκριση με δεδομένα θορύβου χαμηλών συχνοτήτων για τρεις διαφορετικές τεχνολογίες CMOS 0.35 μ m, 180nm και 90nm. Για τη μια από αυτές (CMOS 180nm) οι μετρήσεις θορύβου πραγματοποιήθηκαν στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής του Πολυτεχνείου Κρήτης. Κατά τη διαδικασία αυτή εξάχθηκαν οι διάφορες παραμέτροι του flicker θορύβου ενώ το καινούριο πλήρες μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων ενσωματώθηκε στο EKV3 φυσικό MOSFET μοντέλο. Αυτή η διαδικασία έλαβε χώρα λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα φυσικά φαινόμενα που χαρακτηρίζουν τα MOSFET. Η ενσωμάτωση αυτών στο EKV3 μοντέλο, το κάνει αυτή τη στιγμή το πιο πλήρες φυσικό μοντέλο όσον αφορά στο θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στα MOSFET. Τέλος, η παρούσα εργασία επιτρέπει να αναδείξει, για πρώτη φορά και πειραματικά, ότι σε προχωρημένες τεχνολογίες CMOS η βέλτιστη περιοχή λειτουργίας όσον αφορά στο θόρυβο αναφερόμενο στην είσοδο (gate), βρίσκεται στη περιοχή μέτριας αναστροφής.

ΛΕΞΙΚΟ ΑΓΓΛΙΚΩΝ – ΕΛΛΗΝΙΚΩΝ ΟΡΩΝ

Electron charge (q)	Φορτίο ηλεκτρονίου
Boltzmann's constant (K)	Σταθερά Boltzmann
Absolute temperature (Kelvin) (T)	Απόλυτη θερμοκρασία (Kelvin)
Thermodynamic voltage (U_T)	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 ($q_{s(d)}$)	Κανονικοποιημένο 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενικά για θόρυβο στην ηλεκτρονική

Τα τελευταία χρόνια, ο αριθμός των εφαρμογών των ασύρματων συστημάτων έχει αυξηθεί σημαντικά. Σήμερα πολύπλοκες τεχνολογίες όπως τα κινητά τηλέφωνα, ασύρματα τοπικά δίκτυα, Bluetooth κτλ. χρησιμοποιούνται ευρέως. Ο θόρυβος αποτελεί μία ανεπιθύμητη διακύμανση η οποία, όταν προστεθεί σε ένα σήμα, μειώνει την χρήσιμη πληροφορία που αυτό περιέχει. Ο ηλεκτρονικός θόρυβος σε ένα σήστημα τηλεπικοινωνιών καθορίζει το κατώτατο όριο όπου ένα σήμα μπορεί να εντοπιστεί. Γιαυτό ο ηλεκτρονικός θόρυβος επηρεάζει άμεσα την ελάχιστη ισχύ ενός σήματος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα κύκλωμα για να παρέχει πληροφορία. Αυτό έχει άμεση επίδραση στη διάρκεια ζωής της μπαταρίας καθώς και στο κόστος των κινητών συστημάτων. Σε λειτουργία σε υψηλές συχνότητες, η επίδραση του θορύβου που παράγεται από τη διάταξη θα πάξει ένα αυξανόμενο σημαντικό ρόλο στα χαρακτηριστικά ευαισθησίας ολόκληρου του συστήματος. Γιαυτό είναι πολύ κρίσιμο να γίνουν κατανοητοί οι μηχανισμοί θορύβου σε διατάξεις σύγχρονων (sub-micron) τεχνολογιών. Επίσης εξαιτίας του κόστους της κατασκευής ενός συστήματος, η προσομοίωση θορύβου ενός αναλογικού κυκλώματος γίνεται μία ρεαλιστική εναλλακτική διαδικασία για να καθοριστεί εάν η συνολική απόδοση θορύβου ενός κυκλώματος είναι αρκετά καλή για να επιτρέπει στο κύκλωμα να δουλεύει σωστά. Για να εκτελεστεί με ακρίβεια η προσομοίωση θορύβου, ένα κτάλληλο φυσικό μοντέλο θορύβου που μπορεί να προβλέπει με ακρίβεια την συμπεριφορά θορύβου των τρανζίστορ για ένα ευρύ φάσμα συνθηκών λειτουργίας συχνοτήτων, ρευμάτων και γεωμετριών, είναι απαραίτητο. Από τη στιγμή που θεωρείται απολύτως απαραίτητο να γίνουν κατανοητά τα φυσικά φαινόμενα του θορύβου και να μεταφερθεί αυτή η πληροφορία στα μοντέλα, η έλλειψη κατανόησης του θορύβου των MOSFET αποτελεί ένα σημαντικό εμπόδιο στην υλοποίηση αναλογικών και RF κυκλωμάτων όπως CMOS πομποδέκτες. Βασικό αντικείμενο αυτής της εργασίας είναι ο χαρακτηρισμός και η μοντελοποίηση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων των MOSFET σε σύγχρονες τεχνολογίες. Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (flicker θόρυβος) αποτελεί ένα αντικείμενο εντατικής έρευνας τα τελευταία χρόνια. Αποτελεί μια πολύ σημαντική παράμετρο στην μελέτη των διαβαθμιζόμενων διατάξεων γιατί αυξάνεται αντιστρόφως ανάλογα με την περιοχή (μήκος X πλάτος) της συσκευής. Δυστυχώς, τα διαθέσιμα φυσικά μοντέλα MOSFET έχουν εξαχθεί θεωρώντας σταθερό (ανεξάρτητο του ηλεκτρικού πεδίου-πόλωσης) το μοντέλο κινητικότητας πράγμα το οποίο οδηγεί σε παράλειψη σημαντικών φαινομένων θορύβου χαμηλών και όχι μόνο, συχνοτήτων.

1.2 Οργάνωση της μεταπτυχιακής διατριβής

Βασικός σκοπός της εργασίας αυτής είναι ο χαρακτηρισμός και η μοντελοποίηση του flicker θορύβου σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες. Πιο συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκε μελέτη της συμπεριφοράς του flicker θορύβου με βάση το πλήρες θεωρητικό υπόβαθρο που καλύπτει το συγκεκριμένο είδος θορύβου, στη συνέχεια έγινε σύγκριση με δεδομένα θορύβου χαμηλών συχνοτήτων για τρεις διαφορετικές τεχνολογίες (0.35 μ m, 180nm, 90nm) όπου και κατά τη διαδικασία αυτή εξάχθηκαν οι διάφορες παραμέτροι του flicker θορύβου ενώ τέλος το καινούριο πλήρες μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων ενσωματώθηκε στο EKV3 φυσικό MOSFET μοντέλο. Να τονιστεί εδώ, ότι όλη αυτή η διαδικασία έλαβε χώρα λαμβάνοντας υπόψη όλα τα φυσικά φαινόμενα που χαρακτηρίζουν τα MOSFET και τέτοια ανάλυση σε συνδυασμό με τη σύγκριση με πειραματικά δεδομένα από τρεις διαφορετικές τεχνολογίες είναι κάτι που συμβαίνει πρώτη φορά. Επίσης η ενσωμάτωση όλων αυτών στο EKV3 μοντέλο, το κάνει αυτή τη στιγμή το πιο πλήρες φυσικό μοντέλο όσον αφορά το θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στα MOSFET.

Στο ΚΕΦ 2 παρουσιάζεται ο θόρυβος στα MOSFET σαν γενική έννοια ενώ αναλύονται τα είδη θορύβου που εμφανίζονται στις MOS διατάξεις.

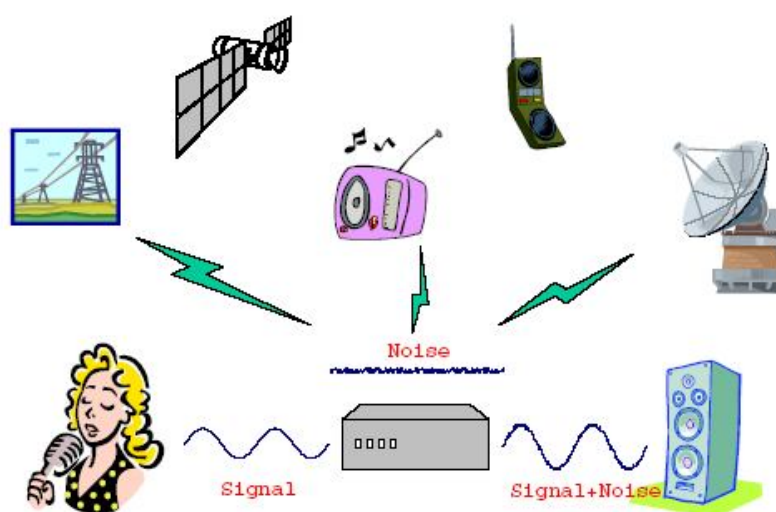
Στο ΚΕΦ 3 γίνεται πλήρη ανάλυση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στα MOSFET. Παρουσιάζονται διαφορετικές θεωρητικές μέθοδοι που έχουν χρησιμοποιηθεί μέχρι τώρα και στο τέλος καταλήγουμε στο πλήρες μοντέλο θορύβου που προκύπτει από αυτήν εδώ την εργασία. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο τρόπος που το μοντέλο αυτό ενσωματώνεται στο EKV3 και τέλος δείχνονται κάποια πρώτα αποτελέσματα της ανάλυσης αυτής κυρίως όσον αφορά τη συμπεριφορά του θορύβου ως προς τη συχνότητα.

Στο ΚΕΦ.4 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα όλης της δουλειάς αυτής της εργασίας. Η συμπεριφορά του θορύβου ως προς την πόλωση σε κάθε τεχνολογία, οι διαφορετικές αναπαραστάσεις του, οι διάφορες συνιστώσες του και σε τι φυσικό φαινόμενο αντιστοιχεί η κάθε μία από αυτές. Οι διαφορές των διαφορετικών θεωρητικών προσεγγίσεων και σε ποιες περιοχές λειτουργίας πόλωσης ή γεωμετρίας είναι αυτές πιο εμφανείς και που αμελητέες, η σύγκριση συμπεριφοράς θορύβου μεταξύ NMOS και PMOS διατάξεων. Όλα αυτά βέβαια με την προσθήκη σε κάθε ανάλυση των πειραματικών μετρήσεων θορύβου, παρέχουν μια πλήρη εικόνα του μοντέλου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων που υλοποιήσαμε. Επίσης για τη μία από τις τρεις τεχνολογίες (180nm) είχαμε την ευκαιρία να πραγματοποιήσουμε τις μετρήσεις στο εργαστήριο (ενώ στις δύο άλλες τεχνολογίες τα δεδομένα μας δώθηκαν) πράγμα το οποίο βοήθησε αρκετά στην όλη εργασία καθώς είχαμε τη δυνατότητα να πραγματοποιήσουμε πολύ λεπτομερείς μετρήσεις για να μπορούμε να είμαστε σίγουροι για τη συμπεριφορά του μοντέλου ακόμα και στις πιο εξηζητημένες περιπτώσεις. Το πειραματικό σετ-απ της διαδικασίας (όργανα, λογισμικό, διασυνδέσεις) παρουσιάζονται πλήρως σε αυτό το κεφάλαιο.

Τέλος στο ΚΕΦ.5 παρουσιάζονται κάποια συμπεράσματα καθώς και μελλοντικές εφαρμογές της εργασίας αυτής. Δείχνονται τα αποτελέσματα με πιο συνοπτική μορφή έτσι ώστε να γίνει κατανοητή η συμπεριφορά του θορύβου σε σύγκριση με την εξέλιξη των τεχνολογιών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΑ MOSFET

Γενικά η έννοια θόρυβος ορίζεται σαν μία « δυνατή,μπερδεμένη φωνή ή ξέσπασμα» ή σαν «κάθε ήχο που είναι ανεπιθύμητος και κατά συνέπεια παρενοχλεί την ακουστική κάποιου». Στα ηλεκτρονικά ο θόρυβος αναφέρεται σαν ένας αντίθετος στο σήμα όρος. Έτσι ο θόρυβος μπορεί να οριστεί σαν “οτιδήποτε εκτός από το επιθυμητό σήμα.” Υπάρχουν πολλές πηγές θορύβου που παρεμβάλλονται στο επιθυμητό σήμα στα ηλεκτρονικά συστήματα όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα [1].



Σχ 2.1 – Διάφορες πηγές θορύβου

Οι περισσότερες από αυτές τις πηγές θορύβου ανήκουν στην κατηγορία του τεχνητού θορύβου (artificial noise) γιατί σε αυτές τις περιπτώσεις αυτός μπορεί να ελαχιστοποιηθεί χρησιμοποιώντας τις κατάλληλες τοπολογίες στα κυκλώματα.

Κάποιες άλλες όμως πηγές θορύβου γνωστές και ως βασικός θόρυβος (fundamental noise) δεν μπορούν να αντιμετωπιστούν εύκολα μιας και είναι ενδογενή χαρακτηριστικά είτε μιας συσκευής είτε του συστήματος ολόκληρου. Ο βασικός θόρυβος επιβάλλει ένα χαμηλότερο όριο απόδοσης στα ηλεκτρονικά συστήματα. Η μικροσκοπική θεωρία θεωρύβου σε επίπεδο υλικού είναι πολύ καλά ορισμένη και παρουσιάζεται στο υπόλοιπο μέρος αυτού του κεφαλαίου.

2.1 Χαρακτηριστικά του θορύβου

Ένα από τα πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά του θορύβου είναι η **μέση ισχύς** [1]. Η έννοια της μέσης ισχύς αποδεικνύεται πολύ χρήσιμη στην ανάλυση κυκλωμάτων γιατί και πρέπει να οριστεί προσεκτικά. Γνωρίζουμε ότι η μέση ισχύς που μεταφέρεται από μια περιοδική πηγή τάσης $v(t)$ σε μια αντίσταση φορτίου R_L δίνεται από την εξής σχέση:

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

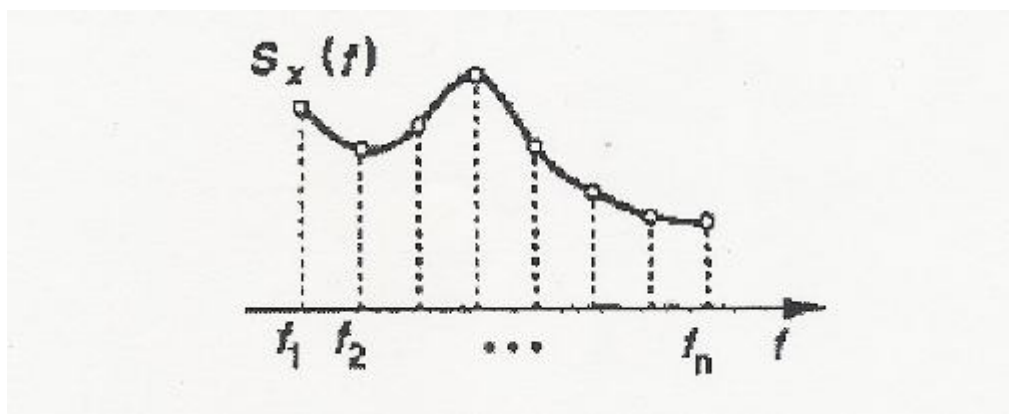
Όπου T η περίοδος και $v^*(t)$ ο συζυγής μιγαδικός της $v(t)$.

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

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

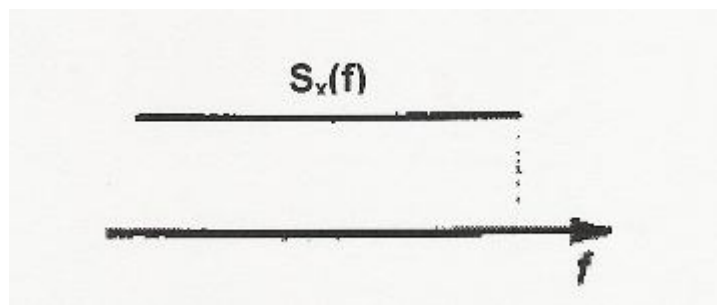
Όπου $x(t)$ ένα τυχαίο σήμα.

Είναι χρήσιμο αυτή η ανάλυση να γίνει στο πεδίο της συχνότητας και με βάση το φάσμα του θορύβου σε κάθε συχνότητα να καθορίζεται ο συνολικός θόρυβος. Έτσι ορίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density **PSD**) του θορύβου $S_x(f)$ η οποία δείχνει πόση ισχύ έχει το σήμα ανά διαφορική περιοχή συχνότητας df . Η συνάρτηση φάσματος $S_x(f)$ έχει την ακόλουθη γενική μορφή:



Σχ 2.2-Κυματομορφή συνάρτησης φάσματος

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

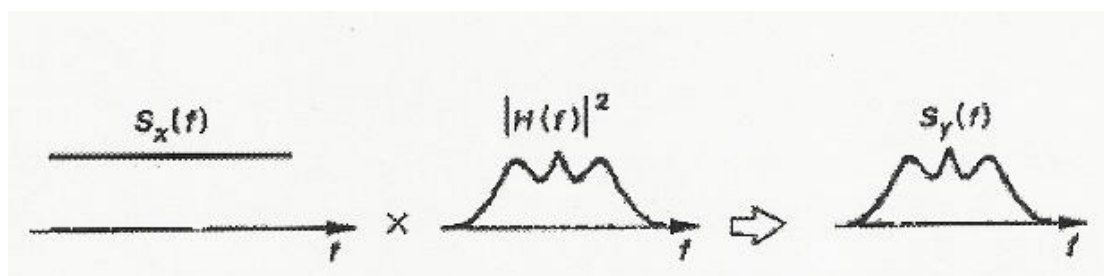


Σχ 2.3-Κυματομορφή συνάρτησης φάσματος λευκού θορύβου

Όπου παρατηρείτε ότι το πλάτος του φάσματος είναι το ίδιο για όλες τις συχνότητες.

Αν ένα σήμα με φάσμα $S_x(f)$ παρατίθεται σ'ένα γραμμικό μη μεταβαλλόμενο χρονικά σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς $H(f)$ τότε η έξοδος του φάσματος δίνεται από τη σχέση:

$$S_y(f) = S_x(f) |H(f)|^2$$



Σχ 2.4-Έξοδος φάσματος γραμμικού μη μεταβαλλόμενου συστήματος

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

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

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

Συσχετιζόμενες και μη πηγές θορύβου

Κατά την ανάλυση κυκλωμάτων, συχνά θέλουμε να προσθέσουμε την επίδραση αρκετών πηγών θορύβου για να αποκτήσουμε το συνολικό θόρυβο. Για τα τυχαία σήματα η διαδικασία αυτή είναι κάπως διαφορετική απότι για τα ντετερμινιστικά σήματα όπου χρησιμοποιούμε την αρχή της υπέρθεσης. Μιας και στην ανάλυση θορύβου αυτό που μας ενδιαφέρει πάνω απ'όλα είναι η ισχύς του θορύβου, προσθέτουμε δυο θορυβώδεις κυματομορφές και παίρνουμε το μέσο όρο του αποτελέσματος.

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [x_1(t) + x_2(t)]^2 dt = P_{av1} + P_{av2} + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 2x_1(t)x_2(t)dt$$

Ο τρίτος όρος δείχνει πόσο όμοιες είναι οι δύο κυματομορφές. Αν $X_1(t)$, $X_2(t)$ παράγονται από ανεξάρτητες συσκευές τότε ο τρίτος όρος είναι αμελητέος. Για παράδειγμα ο θόρυβος που παράγεται από μία αντίσταση δεν έχει σχέση με το θόρυβο που δημιουργεί ένα τρανζίστορ. Στην περίπτωση αυτή των τυχαίων σημάτων λέμε ότι ισχύει η υπέρθεση μόνο για την ισχύ των μη συσχετιζόμενων πηγών θορύβου. Παράδειγμα : $P_{av} = P_R + P_{\text{τρανζίστορ}}$

2.2 Τύποι θορύβου στα MOSFETs

Ο θόρυβος αποτελεί μια σημαντικότερη παράμετρο στην λειτουργία και την συμπεριφορά των κυκλωμάτων. Μακροσκοπικά θεωρώντας την λειτουργία ενός κυκλώματος, ισχύει ότι η γραμμικότητα δείχνει ένα άνω όριο των σημάτων που μπορεί να διαχειριστεί ένα κύκλωμα, ενώ ο θόρυβος δείχνει το κάτω όριο. Η ορθή πρόβλεψη της τιμής του και η ποιοτική του εξάρτηση από τα διάφορα φαινόμενα είναι μια διαδικασία ιδιαίτερα πολύπλοκη [2].

Ο θόρυβος που εμφανίζεται σε ένα MOSFET μπορεί να διαχωριστεί σε τέσσερις κατηγορίες. Η πρώτη αφορά στον θερμικό θόρυβο που εμφανίζεται στο κανάλι. Η τιμή του θορύβου αυτού είναι ίδια για κάθε συχνότητα και επηρεάζεται από διάφορα φαινόμενα. Ειδικό ενδιαφέρον παρουσιάζουν διάφορα φαινόμενα κοντού καναλιού με αλληλοακυρώμενες επιδράσεις. Επίσης στο κανάλι εμφανίζεται και ο θόρυβος χαμηλός συχνοτήτων, γνωστός και ως flicker θόρυβος ο οποίος είναι αντιστρόφως ανάλογος μιας θετικής δύναμης της συχνότητας. Βασικό ρόλο, ιδιαίτερα σε υψίσυχνες αναλύσεις παίζει ο θόρυβος που μεταφέρεται στην πύλη (induced gate noise) λόγω μη στατικών (NQS) φαινομένων. Για την πληρότητα της ανάλυσης αναφέρεται και ο θόρυβος βολής (shot noise) που εμφανίζεται στην πύλη. Εκτός του εσωτερικού τμήματος του MOSFET εμφανίζεται θερμικός θόρυβος και στις διάφορες εξωτερικές αντιστάσεις.

2.2.1 Θερμικός θόρυβος

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

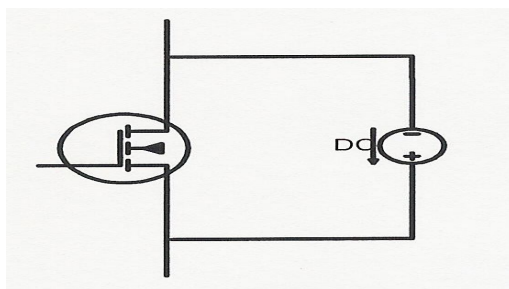
$$g_n = \frac{2}{\left(1 + \frac{2U_T(q_s - q_d)}{E_c L_{eff}}\right)^2 (q_s + q_d + 1)} \left(\frac{q_s^2 + q_s q_d + q_d^2}{3} + \frac{U_T^2 i^2}{E_c^2 L_{eff}^2} + \frac{\left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} + 1\right)(q_s - q_d)}{4} + \right. \\ \left. + \left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} - 1\right) \frac{U_T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

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

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

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

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

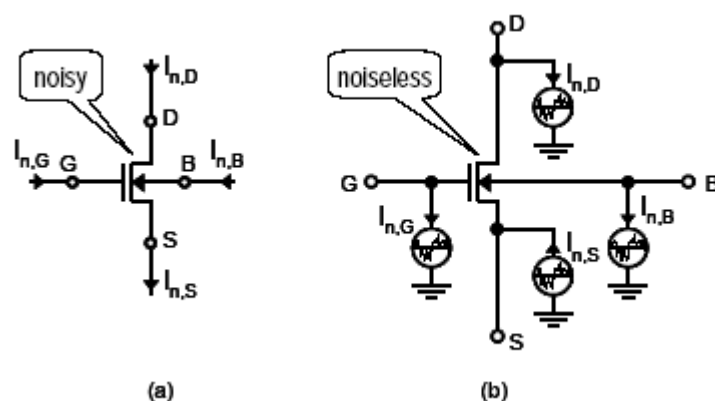


Σχ 2.5-Μοντελοποίηση θερμικού θορύβου στα MOSFET

2.2.2 Μη στατικός θόρυβος (NQS)

Στην RF περιοχή λειτουργίας ο θερμικός θόρυβος του καναλιού διαπερνά την πύλη μέσω της χωρητικής σύνδεσης του καναλιού με αυτήν. Όσο αυξάνει η συχνότητα ο θόρυβος στην πύλη γίνεται όλο και πιο σημαντικός, καθώς η τιμή του αποδεικνύεται ότι είναι ανάλογη της συχνότητας, ενώ ο θερμικός θόρυβος του καναλιού δεν εξαρτάται από την συχνότητα. Πέραν του θορύβου στην πύλη, εμφανίζεται συμμετρικά και θόρυβος στο υπόστρωμα., αλλά σε μικρότερο βαθμό. Δεδομένης της φυσικής σύνδεσης μεταξύ των θορύβων της πύλης και του καναλιού, αποδεικνύεται και μαθηματικά η συσχέτιση τους [2], [3].

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 τρανσίστορ είναι μια συσκευή τεσσάρων ακροδεκτών γιαυτό και απαιτεί τέσσερις πηγές θορύβου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.7. Πηγές ρεύματος έχουν επιλεχθεί μιας και όλη η ανάλυση γίνεται χρησιμοποιώντας τις Y-παραμέτρους. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.7 b) το θορυβώδες MOS τρανσίστορ του σχήματος 2.7 a) μπορεί να αντικατασταθεί από ένα μη θορυβώδες τρανσίστορ και τέσσερις επιπλέον πηγές θορύβου $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ που έχουν πυκνότητες φάσματος ισχύος (PSD) $S_{I_D^2}$, $S_{I_S^2}$, $S_{I_G^2}$, $S_{I_B^2}$. Αφού ο θόρυβος που εμφανίζεται σε κάθε ακροδέκτη παράγεται από την ίδια πηγή θερμικού θορύβου στο κανάλι, οι θορυβώδεις πηγές ρεύματος $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ συσχετίζονται. Αυτή η συσχέτιση υπολογίζεται από τις cross πυκνότητες φάσματος ισχύος (CPSD) $S_{I_k I_l^*}$ με $k \neq l \in \{D, S, G, B\}$.



Σχ 2.6 a) Θορυβώδες MOS τρανσίστορ και b) Μη θορυβώδες MOS τρανσίστορ

Οι παρακάτω σχέσεις περιγράφουν ποσοτικά τα μεγέθη αυτά:

$$\begin{aligned}
 S_{I_D^2} &= 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \frac{4q_s^2 + 4q_s q_d + 4q_d^2 + 3q_s + 3q_d}{6(q_s + q_d + 1)} \\
 S_{I_S^2} &= S_{I_D^2} \\
 S_{I_G^2} &= 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \left(\frac{\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \right)^2 \frac{\left[\begin{aligned} &16q_s^4 + 80q_s^3 q_d + 168q_s^2 q_d^2 + 80q_d^3 q_s + 16q_d^4 + \\ &+ 57q_s^3 + 213q_s^2 q_d + 213q_d^2 q_s + 57q_d^3 + \\ &+ 66q_s^2 + 138q_s q_d + 66q_d^2 + 22.5q_s + 22.5q_d \end{aligned} \right]}{540n^2(q_s + q_d + 1)^5} \\
 S_{I_B^2} &= S_{I_G^2} \cdot (n - 1)^2 \\
 S_{I_G I_D} &= 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \frac{j\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \frac{(q_s - q_d)(q_s^2 + 4q_s q_d + q_d^2 + 3q_s + 3q_d + \frac{3}{2})}{18n(q_s + q_d + 1)^3} \\
 S_{I_G I_S} &= S_{I_G I_D} \\
 c_{I_G I_D} &= \frac{S_{I_G I_D}}{\sqrt{S_{I_G^2} S_{I_D^2}}}
 \end{aligned}$$

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

2.2.3 Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (Flicker Noise)

Πριν προχωρήσουμε στο θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων που συναντάται στα MOSFET, να τονίσουμε ότι η περιγραφή που ακολουθεί έχει να κάνει με ένα πολύ απλό θεωρητικό μοντέλο flicker θορύβου το οποίο μέχρι τώρα χρησιμοποιείται σε όλα τα φυσικά compact μοντέλα για MOS τρανζίστορ. Η πλήρης θεωρητική ανάλυση των φαινομένων θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στις MOSFET διατάξεις ακολουθεί στο επόμενο κεφάλαιο.

Έτσι, στις χαμηλές συχνότητες στην λειτουργία του MOSFET επικρατεί ο λεγόμενος flicker θόρυβος ή αλλιώς $1/f$ (1 over f). 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. 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[4].

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

Πρέπει να τονιστεί εδώ ότι flicker θόρυβος συναντάται και στην πύλη και η τιμή του είναι ανάλογη του τετραγώνου του ρεύματος της πύλης.

$$S_{I_G^2, fl} = KGF \cdot \frac{I_G^2}{f}$$

2.2.4 Θόρυβος βολής (shot Noise)

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

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ 1/F ΘΟΡΥΒΟΥ – ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΤΟ ΕΚV3

Έκτος από τον θερμικό θόρυβο στο κανάλι ενός MOS τρανζίστορ, εμφανίζεται και θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων (flicker θόρυβος ή 1/f θόρυβος). Όπως φαίνεται και από το όνομα του, ο flicker θόρυβος χαρακτηρίζεται από ένα PSD που είναι αντιστρόφως ανάλογο της συχνότητας. Γιαυτό άλλωστε και επικρατεί στις χαμηλές συχνότητες, κάτω από την λεγόμενη γωνιακή συχνότητα (corner frequency) f_k που ορίζεται ως η συχνότητα στην οποία ο 1/f θόρυβος συνεισφέρει εξίσου με τον θερμικό θόρυβο στο κανάλι στο συνολικό φάσμα του θορύβου στο MOS τρανζίστορ. Ο flicker θόρυβος μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με το εμβαδόν της MOS διάταξης και αυτό τον κάνει ένα πολύ σημαντικό ζήτημα για την σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες. Γωνιακές συχνότητες αρκετών δεκάδων MHz είναι πλέον συχνές αλλά παρόλα αυτά ο flicker θόρυβος εξακολουθεί να επικρατεί στα αναλογικά κυκλώματα χαμηλών συχνοτήτων. Υπάρχουν αρκετές τεχνικές μείωσης του 1/f θορύβου. Η πιο προφανής είναι να προσαρμοστεί το μέγεθος της πύλης με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να μειωθεί η γωνιακή συχνότητα σε μια αποδεκτή τιμή. Αυτό όμως έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν μεγαλύτερες χωρητικότητες οι οποίες απαιτούν μεγαλύτερες διαγωγιμότητες και άρα μεγαλύτερο ρεύμα για την ίδια συχνότητα λειτουργίας.

Υπάρχουν τρεις βασικές αιτίες που προκαλούν τον 1/f θόρυβο [5]. Η πρώτη προέρχεται από τις διακυμάνσεις του αριθμού των φορέων του αναστρέφοντος φορτίου (carrier number fluctuations), η δεύτερη από τις διακυμάνσεις της κινητικότητας (mobility fluctuations) ενώ η τρίτη από τις εξωτερικές σειριακές αντιστάσεις σε source και drain. Κάθε ένα από αυτά τα φαινόμενα περιγράφεται με ακρίβεια παρακάτω.

3.1 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 $S_i - S_iO_2$ εξαιτίας των αυξομειώσεων του επιφανειακού φορτίου οξειδίου που προκαλείται από το δυναμική παγίδευση/απελευθέρωση (trapping/detrapping) των φορέων κινητικότητας. Το φαινόμενο carrier number fluctuation ή αλλιώς McWhorter μοντέλο, χαρακτηρίζεται επίσης από την επίδραση του trapping στον μηχανισμό σκέδασης Coulomb (Coulomb scattering) [5][6][7].

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 [8]. 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 να δείχτεί ότι ακόμα και για ένα MOSFET μεγάλου μήκους καναλιού, αυτές οι δύο μέθοδοι καταλήγουν σε διαφορετικά αποτελέσματα. Αυτό το γεγονός είναι τεράστιας σημασίας αφού μέχρι στιγμής η μέθοδος FBP χρησιμοποιείται εκτενώς στο χαρακτηρισμό, τη μοντελοποίηση και τη σχεδίαση. Στις επόμενες ενότητες παρουσιάζονται πλήρως όλες οι διαφορετικές προσεγγίσεις του

carrier number fluctuation μοντέλου, γίνονται συγκρίσεις μεταξύ τους ενώ στην παράγραφο 3.1.5 προστίθεται η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας και του μήκους καναλιού στο $1/f$ θόρυβο εξαιτίας κάποιων φαινομένων κοντού καναλιού, έτσι ώστε το μοντέλο μας να είναι πλήρες.

3.1.1 Flat Band Perturbation (FBP) μέθοδος

Ξεκινάμε την ανάλυση μας κάνοντας τις υποθέσεις ότι η MOS διάταξη είναι μεγάλου μήκους καναλιού και ότι το carrier number fluctuation μοντέλο είναι πολύ απλό [8][9]. Υπο αυτές τις συνθήκες, το τελικό αποτέλεσμα τις FBP μεθόδου δηλώνει ότι η εξάρτηση της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου του ρεύματος στο drain $S_{i_d}^2$ από την πόλωση δίνεται από $S_{i_d}^2 = g_m^2 \cdot S_{V_{fb}}^2$, όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα στην πύλη και $S_{V_{fb}}^2$ είναι το PSD 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 $S_{i_d}^2$ προέρχεται μόνο από την διαγωγιμότητα. Πάνω σε αυτή την αρχή σπριζείται και το ήδη υπάρχον μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3.

Η αρχική προέλευση της FBP μεθόδου μπορεί να περιγραφεί ως εξής: Αν θεωρήσουμε ότι το συνολικό ρεύμα I_D ισούται με

$$I_D = \int_{V_s}^{V_d} f(Q_i) dV \quad (3.1)$$

όπου $f(Q_i) = (W/L)\mu Q_i$, Q_i είναι το φορτίο αντιστροφής, μ είναι η κινητικότητα και V είναι το δυναμικό του καναλιού. Τότε λαμβάνοντας υπόψιν την επίδραση του trapping των φορέων σαν αναστάτωση στο φορτίο καναλιού προκύπτει ότι:

$$\Delta I_d = \delta I_D = \int_{V_s}^{V_d} \frac{df(Q_i)}{dQ_i} \delta Q_i dV \quad (3.2)$$

και στη συνέχεια μετατρέποντας τα φορτία σε τάσεις χρησιμοποιώντας τη σχέση

$$\delta Q_i = \frac{dQ_i}{dV_{fb}} \text{ προκύπτει ότι}$$

$$\Delta I_d = \int_{V_s}^{V_d} \frac{df(Q_i)}{dV_{fb}} \delta V_{fb} dV \quad (3.3)$$

Μετά απ'αυτά, μπορεί κανείς να συμπεράνει ότι οι μεταβολές των φορέων στο κανάλι είναι ομοιόμορφες και κατα συνέπεια η dV_{fb} είναι σταθερή από το source στο drain στο κανάλι και έτσι μπορεί να βγει από το ολοκλήρωμα. Σε αυτό το σημείο η μέθοδος σφάλει. Η dV_{fb} είναι μια στατιστική ποσότητα και προφανώς δεν είναι σταθερή από το source στο drain. Στην πραγματικότητα δεν είμαστε σε θέση να γνωρίζουμε την πραγματική τιμή αυτής της ποσότητας παρα μόνο κάποιο σύνολο μέσων όρων.

3.1.2 Langevin μέθοδος

Για να υπολογίσουμε σωστά τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στο drain, χρησιμοποιούμε τον βασικό ορισμό:

$$S_{i_d^2} = \overline{\Delta i_d \Delta i_d^*} = \int_{V_s}^{V_d} \int_{V_s}^{V_d} \left(\frac{df(Q_i)}{dV_{fb}} \right)_1 \left(\frac{df(Q_i)}{dV_{fb}} \right)_2 \left(\overline{(\delta V_{fb})_1 (\delta V_{fb})_2} \right) dV_1 dV_2 \quad (3.4)$$

Όπου ο δείκτης 1(2) δείχνει την τιμή στη θέση $x_1(x_2)$ και η μπάρα υποδεικνύει ένα συνολικό μέσο όρο και ένα μετασχηματισμό fourier που είναι απαραίτητος για την μετατροπή της ισχύς σε φασματική πυκνότητα ισχύος. Στη συνέχεια γίνεται μετατροπή από τάσεις σε φορτία και προκύπτει:

$$S_{i_d^2} = \int_{V_s}^{V_d} \int_{V_s}^{V_d} \left(\frac{df(Q_i)}{dQ_i} \right)_1 \left(\frac{df(Q_i)}{dQ_i} \right)_2 \left(\overline{(dQ_i)_1 (dQ_i)_2} \right) dV_1 dV_2 \quad (3.5)$$

Τώρα γνωρίζοντας ότι $\overline{\delta Q_i(x_1) \delta Q_i(x_2)} = S_{Q^2} \delta(x_1 - x_2)$ όπου το S_{Q^2} μπορεί να γραφτεί ως :

$$S_{Q^2} = S_{Q_i^2} \left(\frac{C_i}{C_{ox} + C_i + C_d + C_{it}} \right)^2 = \frac{q^2 N_T(E_f) kT \lambda}{fW} \left(\frac{C_i}{C_{ox} + C_i + C_d + C_{it}} \right)^2 \quad (3.6)$$

Όπου λ είναι η απόσταση tunneling attenuation (περίπου 0.1nm), C_{ox}, C_i, C_d, C_{it} είναι οι χωρητικότητες οξειδίου, αντιστροφής, εξάντλησης και επιφάνειας trap αντίστοιχα. Ο όρος που περιλαμβάνει τις χωρητικότητες είναι σημαντικός μόνο στην ασθενή αντιστροφή ενώ στην ισχυρή αντιστροφή είναι ίσος με τη μονάδα.

Μπορούμε να μετασχηματίσουμε την ίδια εξίσωση στην περιοχή των τάσεων ως εξής:

$$\overline{\delta Q_i(V_1) \delta Q_i(V_2)} = S_{Q^2} \delta(V_1 - V_2) \frac{dV}{dx} \quad (3.7)$$

Οπότε προκύπτει ότι :

$$S_{i_d^2} = \int_{V_s}^{V_d} \left(\frac{df(Q_i)}{dQ_i} \right)^2 \frac{dV}{dx} S_{Q^2} dV \quad (3.8)$$

Και πηγαίνοντας στην περιοχή θέσης έχουμε:

$$S_{i_d^2} = \int_0^L \left(\frac{df(Q_i)}{dQ_i} \right)^2 \left(\frac{dV}{dx} \right)^2 S_{Q^2} dx \quad (3.9)$$

Από τον ορισμό του $f(Q_i)$ έχουμε:

$$I_D = L f(Q_i) \frac{dV}{dX} \quad (3.10)$$

Αφού το μοντέλο που χρησιμοποιούμε μέχρι στιγμής είναι απλό, η κινητικότητα παραμένει ανεπηρέαστη από το trapping στους φορείς και άρα το $f(Q_i)$ είναι

ανάλογο του μQ_i οπότε μπορούμε να πούμε ότι $\left(\frac{df(Q_i)}{dQ_i} \right) = \frac{f(Q_i)}{Q_i}$.

Χρησιμοποιώντας αυτό προκύπτει ότι :

$$S_{i_d^2} = \frac{I_D^2}{L^2} \int_0^L \frac{S_{Q^2}}{Q_i^2} dx \quad (3.11)$$

Αυτό είναι το αποτέλεσμα που προκύπτει από την μέθοδο Langevin [8][10].

3.1.3 Σύγκριση μεθόδων Langevin και FBP

Πρωτού προχωρήσουμε στην αναλυτική σύγκριση των δύο μεθόδων, να υπενθυμίσουμε ότι μέχρι τώρα 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. Αυτά τα φαινόμενα βέβαια είναι ενσωματωμένα στο EKV3 μοντέλο.

Για να απεικονίσουμε τις διαφορές μεταξύ των δύο μεθόδων, χρησιμοποιούμε το απλό carrier number fluctuation μοντέλο με ότι αυτό συνεπάγεται όπως αναφέραμε παραπάνω [8]. Έτσι το $S_{Q_i^2} = \frac{q^2 N_T(E_f) kT \lambda}{fW}$

θεωρείται σταθερό. Από το μοντέλο φορτίου γνωρίζουμε ότι το φορτίο αντιστροφής υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{V_G - V_{TO}}{nU_T} - \frac{V}{U_T} = 2 \frac{Q_i}{2nC_{ox}U_T} + \ln\left(\frac{Q_i}{2nC_{ox}U_T}\right) \quad (3.12)$$

Όπου n είναι ο συντελεστής κλίσης και V_{TO} η τάση κατωφλίου. Το ρεύμα I_D δίνεται από τον τύπο:

$$I_D = -W(-Q_i)\mu \frac{dV}{dX} \quad (3.13)$$

Χρησιμοποιώντας την FBP μέθοδο προκύπτει ότι:

$$S_{i_d^2}^{FB} = g_m^2 S_{V_{fb}^2} = g_m^2 \frac{S_{Q_i^2}}{LC_{ox}^2} \quad (3.14)$$

Από τις σχέσεις (3.12) και (3.13) η διαγωγιμότητα g_m μπορεί να εκφραστεί ως:

$$g_m = \mu \frac{W}{L} \frac{Q_S - Q_D}{n} \quad (3.15)$$

Όπου τα Q_S, Q_D είναι τα φορτία αντιστροφής στο source και στο drain αντίστοιχα. Η τελική μορφή της FBP μεθόδου είναι η εξής:

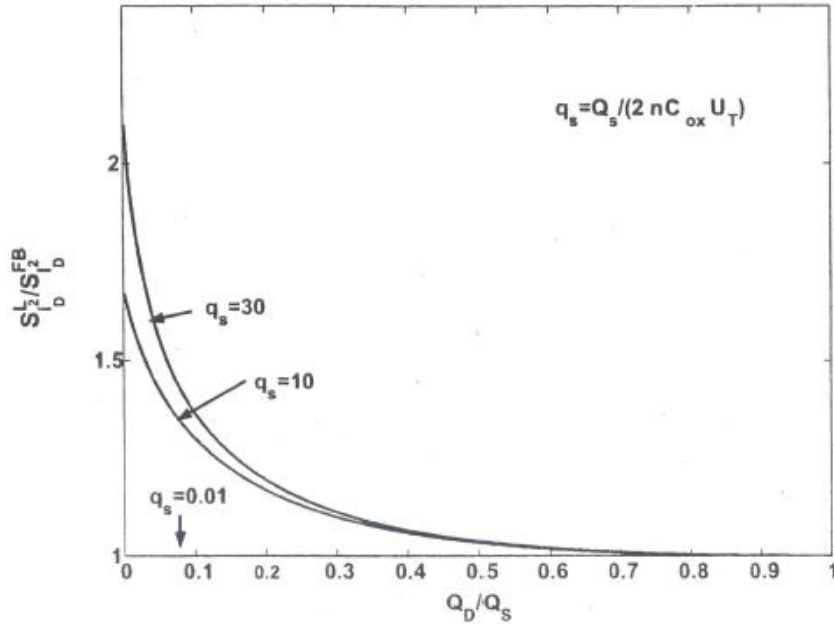
$$S_{i_d^2}^{FB} = \frac{\mu^2 W^2 S_{Q_i^2}}{L^3 C_{ox}^2 n^2} (Q_S - Q_D)^2 \quad (3.16)$$

Τώρα, αν χρησιμοποιήσουμε την προσέγγιση του Langevin για να υπολογίσουμε το PSD του θορύβου του ρεύματος στο drain, τότε από τις σχέσεις (3.12) και (3.13)

προκύπτει ότι $I_D = \frac{\mu W U_T}{L} \left(\frac{Q_S^2 - Q_D^2}{2nC_{ox}U_T} + (Q_S - Q_D) \right)$ οπότε έχουμε:

$$S_{i_d}^L = \frac{\mu^2 W^2 S_{Q_i}^2}{L^3 C_{ox}^2 n^2} \frac{1}{2} (Q_S^2 - Q_D^2 + 2nC_{ox}U_T(Q_S - Q_D)) \ln \left(\frac{Q_S + nC_{ox}U_T}{Q_D + nC_{ox}U_T} \right) \quad (3.17)$$

Είναι εμφανές ότι όταν το $Q_D \rightarrow Q_S$ οι δύο εκφράσεις $S_{i_d}^{FB}$ και $S_{i_d}^L$ συμπίπτουν. Στο σχήμα 3.1 φαίνεται ξεκάθαρα ότι όταν ένα σημαντικό V_{DS} εφαρμόζεται, οι δύο μέθοδοι αρχίζουν να αποκλίνουν.

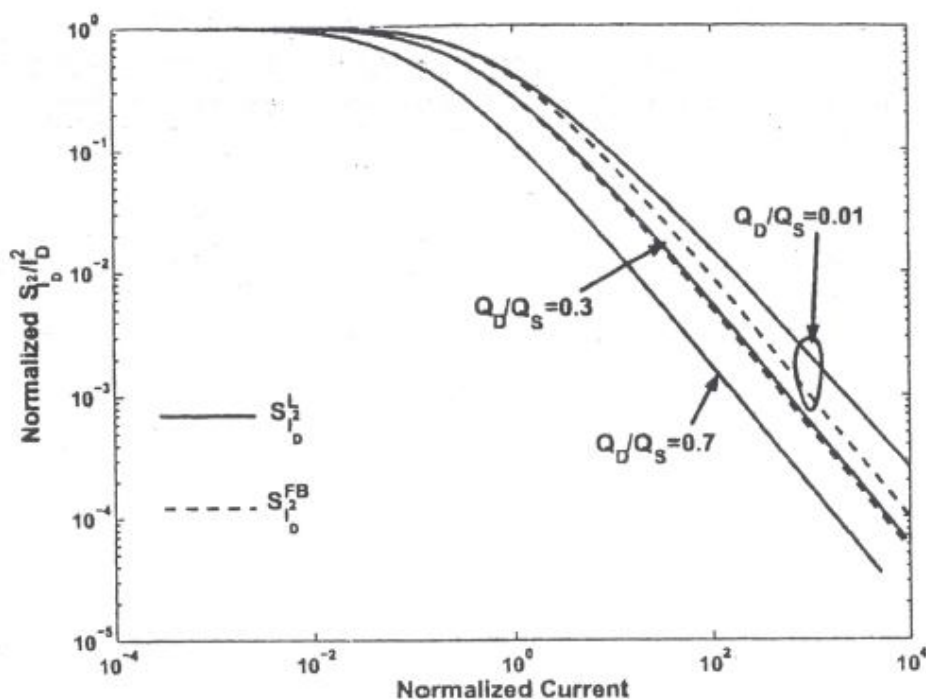


Σχ 3.1 Ένα γράφημα του $S_{i_d}^L/S_{i_d}^{FB}$ για να παρουσιαστεί ο περιορισμός της FBP μεθόδου.

$Q_D/Q_S = 1$ αναπαριστά τη γραμμική περιοχή ενώ $Q_D/Q_S = 0$ αντιστοιχεί στον 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.

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται ο θόρυβος κανονικοποιημένος ως προς το τετράγωνο του ρεύματος στο drain, $S_{i_d}^2/I_D^2$ ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα σε λογαριθμική κλίμακα για διάφορες τιμές του Q_D/Q_S . Μια καλή συσχέτιση αυτών των γραφημάτων με το g_m^2/I_D^2 συχνά θεωρείται σαν σωστή λειτουργία της FBP μεθόδου και η συγκεκριμένη συσχέτιση αποτελεί και ισχυρή ένδειξη των σχεδιαστών αν συμφέρει να χρησιμοποιήσουν την ελλειπή αλλά αρκετά απλή και γρήγορη FBP

μέθοδο. Ακόμα και σε υψηλό κορεσμό $Q_D/Q_S = 0.01$, τόσο η $S_{i_d}^{FB}/I_D^2$ όσο και η $S_{i_d}^L/I_D^2$ 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.



Σχ 3.2 Ένα γράφημα του κανονικοποιημένου $S_{i_d}^L/I_D^2$ ως προς το κανονικοποιημένο ρεύμα σε λογαριθμικούς άξονες

Συμπερασματικά και σε αντίθεση με την κοινή αίσθηση, η FBP μέθοδος δεν είναι έγκυρη στον κορεσμό. Το σφάλμα προκύπτει από το ότι θεωρεί μια ποσότητα σταθερή μέσα στο κανάλι ενώ δεν είναι. Επίσης το γεγονός ότι υπολογίζει μικρότερο θόρυβο απ'ότι στην πραγματικότητα είναι αρκετά αρνητικό τόσο για την μοντελοποίηση του θορύβου όσο και για την σχεδίαση κυκλωμάτων.

3.1.4 Carrier number fluctuation μοντέλο με επίδραση φαινομένου Coulomb σκέδασης (Coulomb scattering)

Ήρθε η στιγμή να προσθέσουμε στο απλό carrier number fluctuations μοντέλο που έχουμε αναλύσει παραπάνω, την επίδραση του Coulomb scattering φαινομένου το οποίο όπως θα αποδειχτεί επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό το θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στα MOS τρανζίστορ [5]. Επίσης θα δειχτεί ότι η διαδικασία αυτή στηρίζεται στη μέθοδο Langevin που παρουσιάστηκε πριν, ενώ άλλη μια έκδοση του μοντέλου που περιλαμβάνει το coulomb scattering φαινόμενο μέθοδο έχει χρησιμοποιηθεί [11] και θα αποδειχθεί ότι στηρίζεται στην FBP μέθοδο. Βέβαια ακόμα θεωρούμε την κινητικότητα σταθερή μιας και αναφερόμαστε σε διάταξη μεγάλου μήκους καναλιού.

Η σχετική τοπική μετάπτωση του ρεύματος μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\frac{\delta I_D(x)}{I_D} = \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + a\mu \right) \frac{\delta N_t}{N_{spec}} \quad (3.18)$$

Όπου $N_{spec} = -Q_{spec}/q = 2KTnC_{ox}/q^2$ και $a = a_c(-Q_{spec}) = \hat{a}_c N_{spec}$ είναι ένας συντελεστής που αναφέρεται στο coulomb scattering φαινόμενο, το μ είναι η κινητικότητα, το q_i είναι το κανονικοποιημένο φορτίο δηλαδή

$$q_i = \frac{Q_i}{Q_{spec}} = \frac{Q_i}{2nU_T C_{ox}}. \text{ Το PSD της τοπικής πηγής θορύβου ρεύματος } \delta I_n$$

κανονικοποιημένο ως προς το τετράγωνο του DC ρεύματος δίνεται από τον τύπο:

$$\left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \left(\frac{1}{q_i + 1/2 + a\mu} \right)^2 \frac{S_{\delta N_t^2}}{N_{spec}^2} \quad (3.19)$$

Το PSD της trap μεταβολής πυκνότητας φορτίου $S_{\delta N_t^2}$ εξαρτάται από τους μηχανισμούς trapping μέσα στο οξειδίο και δίνεται από :

$$S_{\delta N_t^2} = \frac{KT\lambda N_t}{W\Delta_X f} \quad (3.20)$$

Όπου f είναι η συχνότητα, λ είναι η απόσταση tunneling attenuation (περίπου 0.1nm) και N_t ονομάζεται oxide volumetric trap density ανά μονάδα ενέργειας σε $eV^{-1}m^{-3}$.

W είναι το πλάτος του καναλιού και L είναι το μήκος του καναλιού.

Η μεταβολή του ρεύματος στο drain εξαιτίας ενός πολύ μικρού τμήματος ΔX ισούται με:

$$\begin{aligned} \left. \frac{S_{\delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} &= G_{ch}^2 \Delta R^2 \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \left(\frac{\Delta X}{L} \right)^2 \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \\ &= \left(\frac{\Delta X}{L} \right)^2 \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + a\mu \right)^2 \frac{S_{\delta N_t^2}}{N_{spec}^2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Τελικά, το σχετικό PSD της συνολικής μεταβολής του ρεύματος προκύπτει από ολοκλήρωση στο κανάλι και ισούται με:

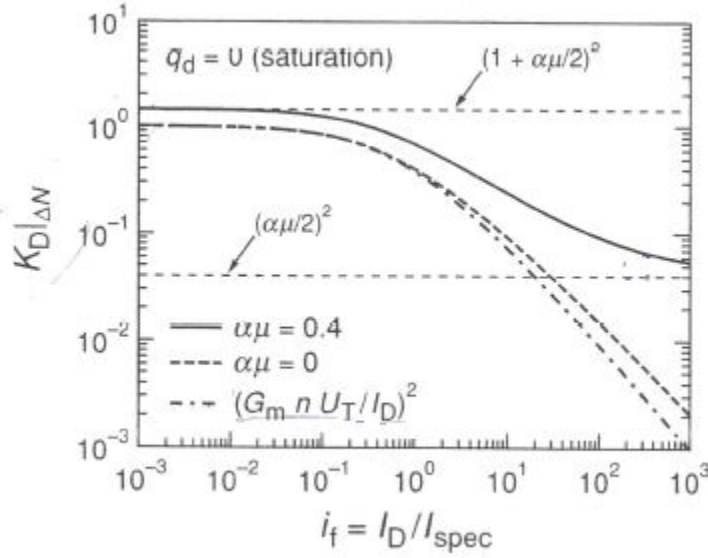
$$\left. \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \frac{1}{L^2} \int_0^L \Delta x \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} dx = S_D|_{\Delta N} K_D|_{\Delta N} \quad (3.22)$$

$$S_D|_{\Delta N} = \frac{q^4 \lambda N_t}{kTWLn^2 C_{ox}^2 f} \quad (3.23)$$

Θεωρώντας το $S_D|_{\Delta N}$ να εξαρτάται από την πόλωση μόνο στην ασθενή αντιστροφή, η μεγαλύτερη εξάρτηση από την πόλωση λαμβάνει χώρα μέσω του παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.3. Αυτός υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 K_D|_{\Delta N} &= \frac{1}{4} \int_0^1 \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + a\mu \right)^2 d\xi = \frac{1}{4i_d} \int_{q_s}^{q_d} \left(\frac{1}{q_i + 1/2} + a\mu \right)^2 (2q_i + 1) dq_i \\
 &= \frac{1}{2i_d} \ln \left(\frac{1 + 2q_s}{1 + 2q_d} \right) + \frac{a\mu}{1 + q_s + q_d} + \left(\frac{a\mu}{2} \right)^2
 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Όπου q_s, q_d είναι τα κανονικοποιημένα φορτία αντιστροφής στο source και drain αντίστοιχα.



Σχ 3.3 Ο παράγοντας $K_D|_{\Delta N}$ ως προς το δείκτη αντίστροφής σε κορεσμό για δύο τιμές του $\alpha\mu$ γινομένου. Φαίνεται καθαρά ότι για $\alpha\mu=0$ δεν παρατηρείται αύξηση του θορύβου σε ισχυρή αντιστροφή γεγονός που αποδεικνύει την σημαντική επίδραση του φαινομένου Coulomb scattering στον flicker θόρυβο.

Η παραπάνω ανάλυση θα αποδειχτεί ότι στηρίζεται στη μέθοδο Langevin. Κάνοντας τις απαραίτητες μετατροπές θα δείξουμε ότι εάν από τις σχέσεις 3.22, 3.23, 3.24 αφαιρέσουμε τους όρους που σχετίζονται με το Coulomb scattering, τότε αυτές προκύπτουν άμεσα από την σχέση 3.17. Για να είναι η 3.17 στην ίδια μορφή με τις 3.22, 3.23, 3.24 την διαιρούμε με I_D^2 άρα:

$$\frac{S_{i_d}^L}{I_D^2} = \frac{\frac{\mu^2 W^2 S_{Q_i}^2}{L^3 C_{ox}^2 n^2} \frac{1}{2} (Q_s^2 - Q_d^2 + 2nC_{ox}U_T(Q_s - Q_d)) \ln \left(\frac{Q_s + nC_{ox}U_T}{Q_d + nC_{ox}U_T} \right)}{I_D^2} \quad (3.25)$$

$$\text{Όμως} \quad q_{s(d)} = \frac{Q_{s(d)}}{Q_{spec}} = \frac{Q_{s(d)}}{2nU_TC_{ox}} \quad \text{και} \quad I_D = i_d I_{spec} = i_d 2n\mu U_T^2 C_{ox} \frac{W}{L},$$

$$S_{Q_i}^2 = \frac{KT N_i \lambda q^2}{fW} \quad \text{και} \quad U_T = \frac{kT}{q}$$

Αντικαθιστώντας αυτές τις σχέσεις στην 3.25 προκύπτει ότι:

$$\frac{S_{i_d}^L}{I_D^2} = \frac{q^4 N_T \lambda}{KTWLC_{ox}^2 n^2 f} \frac{1}{2i_d} \ln \left(\frac{2q_s + 1}{2q_d + 1} \right) \quad (3.26)$$

Φαίνεται ξεκάθαρα ότι η 3.26 είναι ίδια με τις 3.22, 3.23, 3.24 αν αφαιρέσουμε τους όρους που σχετίζονται με το Coulomb scattering φαινόμενο.

Υπάρχει άλλη μία εκδοχή του carrier number fluctuation [11][12] που χρησιμοποιείται ευρέως από τους σχεδιαστές και στηρίζεται στην FBP μέθοδο συν την επίδραση του Coulomb scattering φαινομένου. Για να διατηρήσουμε την εγκυρότητα και την συνέχεια της ανάλυσης μας πρέπει αυτό να αποδειχθεί. Ισχύει ότι:

$$\frac{S_{i_d}^2}{I_D^2} = \frac{KTq^2 N_T \lambda}{WLC_{ox}^2 f} \left(\frac{g_m}{I_D} \right)^2 \left(1 + \alpha_c \mu C_{ox} \frac{I_d}{g_m} \right)^2 \quad (3.27)$$

Από το μοντέλο φορτίου ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις: $U_T = \frac{kT}{q}$, $Q_{spec} = 2nU_T C_{ox}$,

$$I_{spec} = 2n\mu U_T^2 C_{ox} \frac{W}{L}, \quad Y_{spec} = 2n\mu U_T C_{ox} \frac{W}{L}, \quad a_c = \frac{a}{Q_{spec}} = \frac{a}{2nU_T C_{ox}},$$

$$i_d = (q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d), \quad g_m = Y_{spec} \frac{q_s - q_d}{n} = 2\mu U_T C_{ox} \frac{W}{L} (q_s - q_d),$$

$$I_D = i_d I_{spec} = i_d 2n\mu U_T^2 C_{ox} \frac{W}{L}, \quad IC = \frac{I_d}{I_{spec}} \text{ άρα}$$

$$\frac{g_m}{I_d} = \frac{2\mu U_T C_{ox} \frac{W}{L} (q_s - q_d)}{i_d 2n\mu U_T^2 C_{ox} \frac{W}{L}} = \frac{1}{nU_T} \frac{q_s - q_d}{i_d} \quad (3.28)$$

$$\text{Και} \quad \left(\frac{g_m}{I_d} \right)^2 = \frac{1}{n^2 U_T^2} \frac{(q_s - q_d)^2}{i_d^2} \quad (3.29)$$

Κάνοντας πράξεις στην 3.27 προκύπτει ότι:

$$\frac{S_{i_d}^2}{I_D^2} = \frac{KTq^2 N_T \lambda}{WLC_{ox}^2 f} \left(\left(\frac{g_m}{I_D} \right)^2 + a_c^2 \mu^2 C_{ox}^2 + 2\alpha_c \mu C_{ox} \frac{g_m}{I_d} \right) \quad (3.30)$$

Αντικαθιστώντας στην 3.30 τις 3.28, 3.29 προκύπτει η 3.31

$$\frac{S_{i_d}^2}{I_D^2} = \frac{q^4 N_T \lambda}{KTWLC_{ox}^2 n^2 f} \left(\frac{(q_s - q_d)^2}{i_d^2} + \frac{\alpha \mu}{1 + q_s + q_d} + \left(\frac{\alpha \mu}{2} \right)^2 \right) \quad (3.31)$$

Για να αποδείξουμε ότι η παραπάνω ανάλυση προκύπτει από την FBP μέθοδο αν αφαιρέσουμε τους όρους που σχετίζονται με το coulomb scattering φαινόμενο πρέπει η 3.31 να είναι ισοδύναμη με την 3.14 αν $\alpha \mu = 0$. Ξεκινώντας από την 3.14 έχουμε

$$S_{i_d}^{FB} = g_m^2 \frac{S_{Q_t}^2}{LC_{ox}^2} \text{ όπου πρέπει να την διαιρέσουμε με } I_D^2 \text{ για να είναι ίδιας}$$

μορφής με την 3.31. Επίσης ισχύει: $S_{Q_t}^2 = \frac{KTN_t \lambda q^2}{fW}$ Άρα έχουμε:

$$\frac{S_{i_d}^{FB}}{I_D^2} = \left(\frac{g_m}{I_D} \right)^2 \frac{S_{Q_t}^2}{LC_{ox}^2} \quad (3.32)$$

Αντικαθιστώντας στην 3.32 την 3.29 και το $S_{Q_t}^2$ προκύπτει ότι :

$$\frac{S_{i_d}^{FB}}{I_D^2} = \frac{q^4 N_T \lambda}{KTWLC_{ox}^2 n^2 f} \frac{(q_s - q_d)^2}{i_d^2} \quad (3.33)$$

Όντως η 3.33 είναι ισοδύναμη της 3.31 αν οι όροι του coulomb scattering αφαιρεθούν.

3.1.5 Πλήρες carrier number fluctuation μοντέλο

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

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

$$i_d = \frac{(q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)}{(1 + \lambda_c (q_s - q_d))} \quad (3.34)$$

Το λ_c είναι ένας συντελεστής που ισούται με:

$$\lambda_c = \frac{2U_T}{E_{crit} (L_{eff} - \Delta L_{clm})} \quad (3.35)$$

Όπου L_{eff} είναι το μήκος καναλιού όπως αυτό διαμορφώνεται χωρίς την επίδραση του CLM ενώ το ΔL_{clm} αποτελεί την μείωση του μήκους καναλιού σε short τρανζίστορ εξαιτίας του CLM. Το E_{crit} είναι η τιμή του ηλεκτρικού πεδίου κάτω από την οποία το φαινόμενο velocity saturation αρχίζει να επιδρά στην κινητικότητα. Όπως θα δούμε παρακάτω, εύκολα μέσω του EKV3 μοντέλου μπορούμε να υπολογίσουμε τις

τιμές της κινητικότητας και του μήκους καναλιού για οποιαδήποτε πόλωση ή γεωμετρία και να χρησιμοποιούμε τις τιμές αυτές στον υπολογισμό του $1/f$ θορύβου. Επίσης για υψηλές τιμές του E_{crit} , όπου το λ_C τείνει στο 0 αποδεικνύεται ότι ισχύουν οι σχέσεις 3.22, 3.23, 3.24. Αυτό εξηγείται φυσικά καθώς όταν το λ_C είναι 0 σημαίνει ότι το φαινόμενο velocity saturation δεν έχει καμμία επίδραση άρα το τρανζίστορ μας είναι μεγάλου καναλιού. Αντίθετα για $0.05 \leq \lambda_C \leq 0.15$, ο $1/f$ θόρυβος μειώνεται λόγω του velocity saturation σε short τρανζίστορ. Η Langevin μέθοδο που χρησιμοποιήθηκε για να καταλήξουμε στις σχέσεις 3.22, 3.23, 3.24 στηρίζεται στην ανάλυση σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού. Έτσι πλέον μπορούμε να πούμε ότι το συνολικό carrier number fluctuation μοντέλο ισούται με:

$$\left. \frac{S_{ID}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} = \frac{q^4 N_t \lambda}{KTWL n^2 C_{ox}^2 f} K_D \Big|_{\Delta N} \quad (3.36)$$

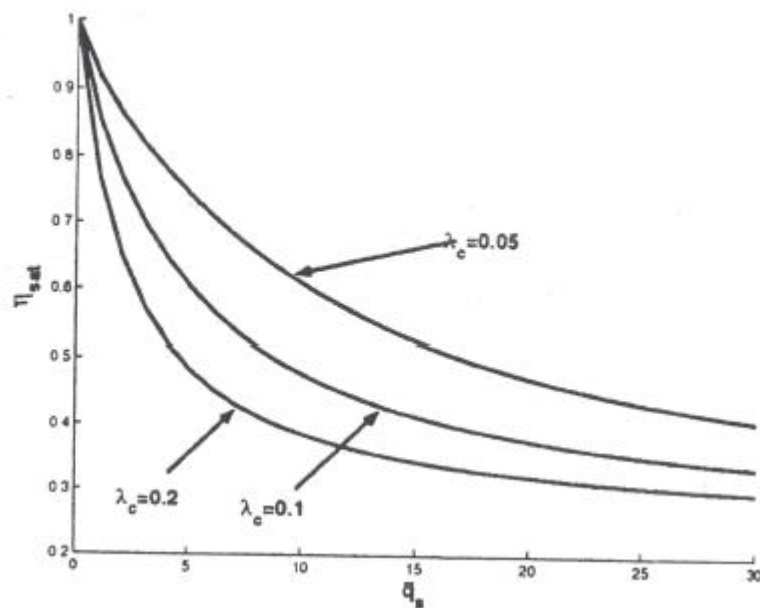
$$K_D \Big|_{\Delta N} = S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_C) + \frac{\alpha \mu}{1 + q_s + q_d} + \left(\frac{\alpha \mu}{2} \right)^2 \quad (3.37)$$

Η κινητικότητα μ στους όρους που έχουν να κάνουν με το Coulomb scattering φαινόμενο περιέχει πλέον και την επίδραση του velocity saturation ενώ ο όρος $S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_C)$ προκύπτει από την ανάλυση της 3.4.1 αφού βέβαια λαμβάνονται υπόψιν πλέον οι επιδράσεις των φαινομένων velocity saturation και CLM μέσω των εξισώσεων 3.34 και 3.35. Άρα έχουμε:

$$S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_C) = \frac{1}{2i_d^2} \frac{(q_s^2 + q_s) - (q_d^2 + q_d)}{(1 + \lambda_C(q_s - q_d))^3} \ln \left(\frac{q_s + 0.5 - \frac{\lambda_C((q_s^2 + q_s) - (q_d^2 + q_d))}{2(1 + \lambda_C(q_s - q_d))}}{q_d + 0.5 - \frac{\lambda_C((q_s^2 + q_s) - (q_d^2 + q_d))}{2(1 + \lambda_C(q_s - q_d))}} \right) \quad (3.38)$$

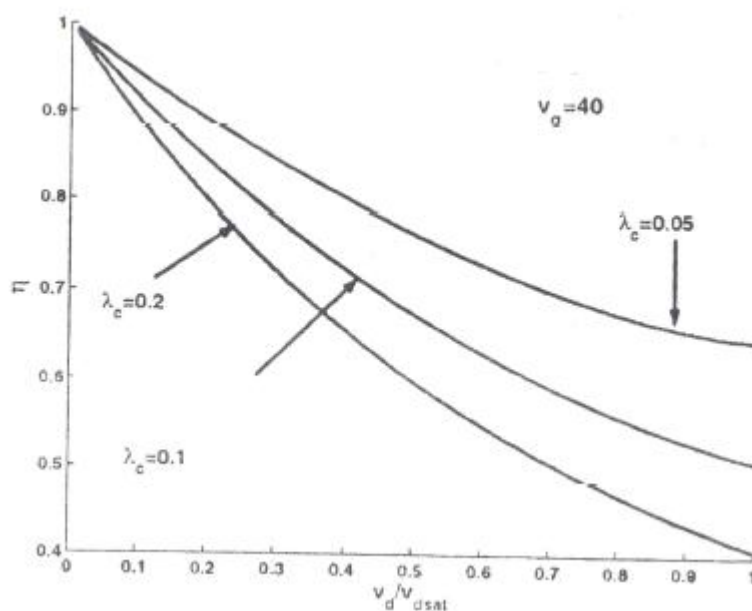
Είναι εμφανές ότι αν στην 3.38 αντικαταστήσουμε το λ_C με μηδέν και άρα ισχύει ότι $i_d = (q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)$, τότε όπως ήταν και αναμενόμενο η 3.38 γίνεται ίση με την 3.24.

Από την παραπάνω ανάλυση είναι εμφανές ότι η μείωση της κινητικότητας μπορεί να επηρεάσει τον θόρυβο μέσω δύο διαφορετικών μηχανισμών. Πρώτα μέσω του λ_C και της επίδρασης του velocity saturation σε short τρανζίστορ και έπειτα με το να ελαττώνεται το μήκος καναλιού μέσω του CLM. Για να γίνει πιο κατανοητή αυτή η διαδικασία ας θεωρήσουμε μια ποσότητα n έτσι ώστε: $n(q_s, q_d, \lambda_C) = S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_C) / S_{i_d^2}(q_s, q_d, 0)$. Στο σχήμα 3.4 βλέπουμε τη γραφική αναπαράσταση του n ως προς το q_s και κατά συνέπεια του επιπέδου αντιστροφής αφού $q_s = \frac{u_g - u_{to}}{2n}$ για διάφορες τιμές του λ_C . Το n_{sat} είναι η τιμή του n σε κορεσμό. Τα γραφήματα αποδεικνύουν ότι η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας επηρεάζει σημαντικά τις ιδιότητες του θορύβου.



Σχ 3.4 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στο PSD του θορύβου σε κορεσμό. Είναι εμφανές ότι αν η μείωση της κινητικότητας δεν λαμβάνεται υπόψιν τότε ο θόρυβος υπολογίζεται περισσότερος απ'ότι είναι στην πραγματικότητα.

Στο σχήμα 3.5, μελετάμε την επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στην εξάρτηση του θορύβου από την τάση στο drain. Φαίνεται ξεκάθαρα ότι αγνοώντας την επίδραση της μείωσης της κινητικότητας, ο θόρυβος μπορεί να υπολογιστεί παραπάνω απ'ότι είναι κατά ένα παράγοντα 2-3.



Σχ 3.5 Επίδραση της μείωσης της κινητικότητας στην εξάρτηση του θορύβου από την τάση στο drain. Όπως ήταν αναμενόμενο, η επίδραση της μείωσης της κινητικότητας γίνεται πιο έντονη όσο η τάση στο drain αυξάνεται.

3.2 Mobility fluctuations

Στο γνωστό και ως μοντέλο του Hooge [5][15], ο θόρυβος του ρεύματος στο drain προέρχεται από τις διακυμάνσεις της κινητικότητας. Το PSD μιας τοπικής πηγής θορύβου ρεύματος σε ένα πολύ μικρό κομμάτι του καναλιού δίνεται από:

$$\left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = \frac{\alpha_H q}{W \Delta x (-Q_i) f} \quad (3.39)$$

Όπου α_H είναι η παράμετρος του Hooge η οποία δεν έχει μονάδες και για τις διάφορες τεχνολογίες κυμαίνεται από 10^{-4} to 10^{-6} . Η μετάπτωση του ρεύματος στο drain σε ένα ελάχιστο κομμάτι του μήκους καναλιού δίνεται από:

$$\left. \frac{S_{\delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = \left(\frac{\Delta X}{L} \right)^2 \left. \frac{S_{\delta I_n^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = \frac{\Delta x a_H q}{W L^2 (-Q_i) f} \quad (3.40)$$

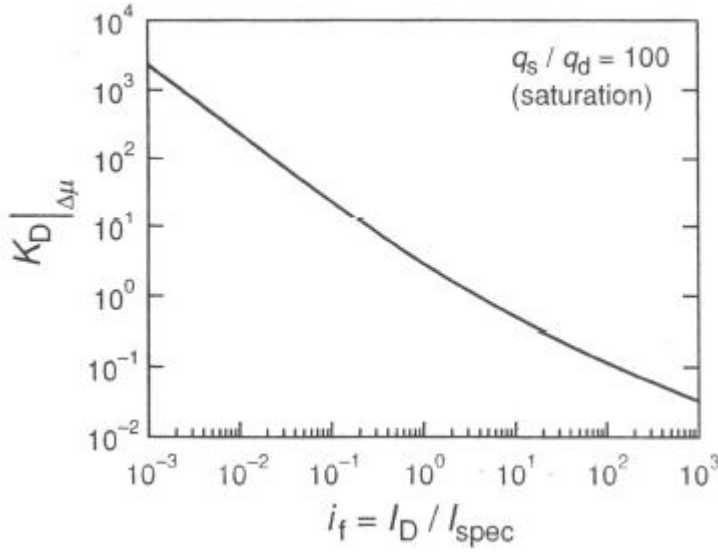
Και το PSD της συνολικής μετάπτωσης σε όλο το κανάλι δίνεται από:

$$\left. \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta\mu} = S_D|_{\Delta\mu} K_D|_{\Delta\mu} \quad (3.41)$$

$$S_D|_{\Delta\mu} = \frac{a_H q^2}{k T W L n C_{ox} f} \quad (3.42)$$

Όπου το $K_D|_{\Delta\mu}$ σχετίζεται με την εξάρτηση από την πόλωση όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.6 και ισούται με:

$$\begin{aligned} K_D|_{\Delta\mu} &= \int_0^1 \frac{d\xi}{2q_i(\xi)} = \frac{1}{i_d} \int_{q_d}^{q_s} \left(1 + \frac{1}{2q_i}\right) dq_i = \frac{1}{i_d} \left[q_s - q_d + \frac{1}{2} \ln\left(\frac{q_s}{q_d}\right) \right] \\ &= \frac{1}{1 + q_s + q_d} \left[1 + \frac{\ln(q_s / q_d)}{2(q_s - q_d)} \right] \end{aligned} \quad (3.43)$$



Σχ 3.6 Ο παράγοντας $K_D|_{\Delta\mu}$ ως προς το δείκτη αντίστροφής σε κορεσμό

3.3 Επίδραση των εξωτερικών αντιστάσεων σε source και drain στον flicker θόρυβο.

Μία επιπλέον συνεισφορά στον $1/f$ θόρυβο στις MOS διατάξεις προκύπτει από τις εξωτερικές σειριακές αντιστάσεις σε source και drain [5][16]. Το συγκεκριμένο φαινόμενο μοντελοποιείται από δύο πηγές τάσης σε σειρά με τις αντιστάσεις σε source και drain, R_S και R_D αντίστοιχα. Υποθέτοντας ότι $R_S=R_D=R_a/2$, το PSD του ρεύματος στο drain που προκύπτει ισούται με:

$$S_{\Delta I_{nD}^2}|_{\Delta R} = \frac{(G_{ms}^2 + G_{md}^2) S_{\Delta V_R^2}}{[1 + (G_{ms} + G_{md}) R_a / 2]^2} \quad (3.44)$$

Όπου το $S_{\Delta V_R^2}$ είναι το PSD των πηγών τάσεων $1/f$ θορύβου σε σειρά με τις αντιστάσεις. Υποθέτοντας ότι $(G_{ms} + G_{md}) R_a / 2 \ll 1$, το PSD κανονικοποιημένο με το τετράγωνο του ρεύματος δίνεται από:

$$\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2}|_{\Delta R} = (G_{ms}^2 + G_{md}^2) \frac{S_{\Delta V_R^2}}{I_D^2} \quad (3.45)$$

Το PSD της πηγής τάσης $S_{\Delta V_R^2}$ συνδέεται με το PSD της μετάπτωσης των αντιστάσεων $S_{\Delta R^2}$ ως εξής:

$$S_{\Delta V_R^2} = I_D^2 S_{\Delta R^2} \quad (3.46)$$

Έτσι το συνολικό μοντέλο χαμηλού θορύβου εξαιτίας των σειριακών αντιστάσεων δίνεται απο τον τύπο:

$$\left. \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta R} = (q_s^2 + q_d^2) G_{spec}^2 S_{\Delta R^2} \quad (3.47)$$

$$G_{spec} = \frac{I_{spec}}{U_T} = 2nU_T \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (3.48)$$

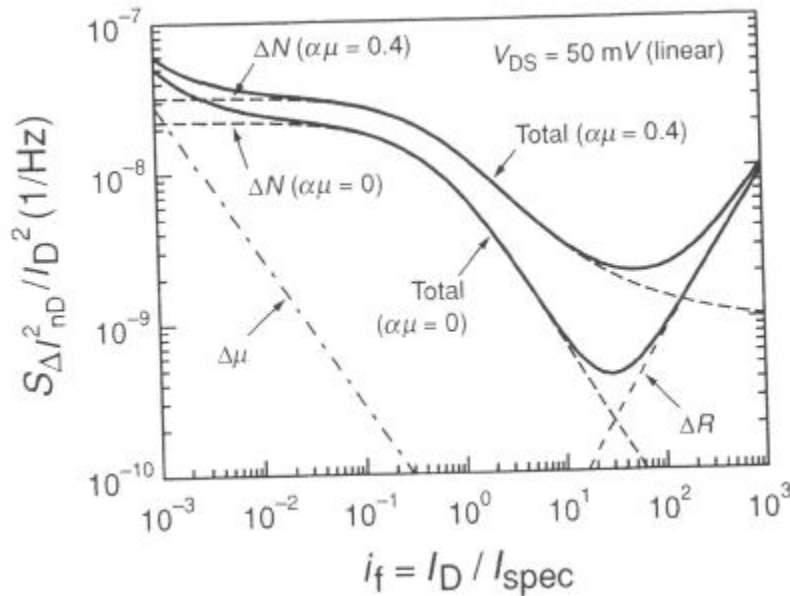
Είναι πολύ σημαντικό να διευκρινίσουμε ότι το EKV3 μοντέλο υπολογίζει μόνο το θερμικό θόρυβο που προέρχεται από αυτές τις αντιστάσεις οπότε η ενσωμάτωση των παραπάνω σχέσεων στον κώδικα του είναι απαραίτητη.

3.4 Πλήρες φυσικό μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε MOS διατάξεις

Το πλήρες μοντέλο 1/f θορύβου στο drain δίνεται από το άθροισμα των επιμέρους φαινομένων που συνεισφέρουν στον θόρυβο [5][11] και προκύπτει από το άθροισμα των σχέσεων 3.36, 3.41, 3.47. Άρα ισχύει:

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} = \left. \frac{S_{ID}}{I_D^2} \right|_{\Delta N} + \left. \frac{S_{ID}}{I_D^2} \right|_{\Delta \mu} + \left. \frac{S_{ID}}{I_D^2} \right|_{\Delta R} \quad (3.49)$$

Τό γράφημα 3.7 απεικονίζει τον ολικό 1/f θόρυβο στο drain κανονικοποιημένο με το τετράγωνο του ρεύματος $\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2}$ ως προς το δείκτη αντιστροφής.

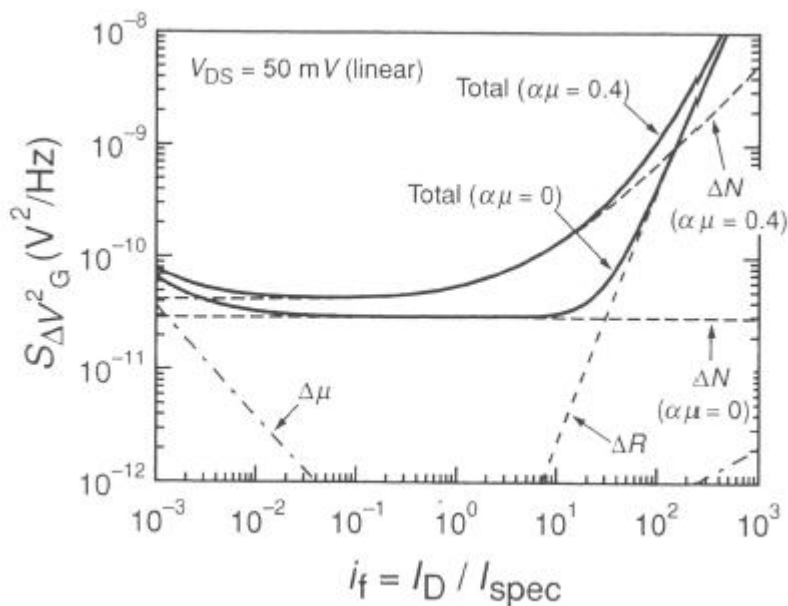


Σχ 3.7 Πλήρες PSD του 1/f θορύβου στο drain σε γραμμική περιοχή κανονικοποιημένο ως προς το τετράγωνο του ρεύματος και σύγκριση των διαφόρων συνεισφορών ως προς τον δείκτη αντιστροφής.

Φαίνεται ότι το carrier number fluctuation (McWhorter) μοντέλο υπερισχύει για μια πολύ ευρεία περιοχή λειτουργίας (από $10^{-2} < I_f = I_C < 10^2$), ενώ το mobility fluctuation (Hooge) μοντέλο υπερισχύει σε ασθενή αντιστροφή ($I_C < 10^{-2}$). Τέλος η επίδραση που

προέρχεται από τις σειριακές αντιστάσεις επικρατεί σε μεγάλη ισχυρή αντιστροφή ($IC > 10^2$). Όταν το $\alpha\mu = 0$ ο θόρυβος είναι αρκετά μικρότερος.

Από την οπτική σχεδίασης κυκλωμάτων είναι πολύ πιο ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε τον $1/f$ θόρυβο στο gate όπως φαίνεται και στο επόμενο σχήμα. Ισχύει ότι $S_{I_D} = g_m^2 S_{V_G}$. Τα συμπεράσματα όσον αφορά τις περιοχές της αντιστροφής που υπερισχύει το κάθε μοντέλο είναι τα ίδια με το σχήμα 3.7. Απλά στο σχήμα 3.8 για $\alpha\mu = 0$, ο θόρυβος στο gate μένει σταθερός ενώ τόσο σε ισχυρή όσο και σε ασθενή αντιστροφή αυξάνεται δραστικά με αποτέλεσμα να παρουσιάζει ελάχιστο σε μέτρια αντιστροφή.



Σχ 3.8 Πλήρες PSD του $1/f$ θορύβου στο gate σε γραμμική περιοχή και σύγκριση των διαφόρων συνεισφορών ως προς τον δείκτη αντιστροφής

Μια σημαντική ιδιότητα του $1/f$ θορύβου σε MOS διατάξεις είναι ότι είναι αντιστρόφος ανάλογος με το εμβαδόν της διάταξης. Το γινόμενο του θορύβου στο gate επί το WL είναι πολύ ενδεικτικό για τη συμπεριφορά του flicker θορύβου. Αυτή η ποσότητα συνδέεται άμεσα με το πάχος οξειδίου της διάταξης ανάλογα με την CMOS τεχνολογία που μελετάμε και μειώνεται όταν και το πάχος οξειδίου μειώνεται.

3.5 Υλοποίηση του μοντέλου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3

Το EKV3 μοντέλο αποτελεί ένα φυσικό compact μοντέλο το οποίο είναι γραμμένο σε γλώσσα Verilog-A [2][14][A]. Βασικός σκοπός αυτής της εργασίας ήταν η ενσωμάτωση του πλήρους θεωρητικού μοντέλου θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο EKV3 μοντέλο μιας και όπως έχει προαναφερθεί, μέχρι στιγμής δεν υπήρχε κάποιο compact μοντέλο προσομοίωσης που να το περιέχει. Στην συγκεκριμένη ενότητα παρουσιάζεται ο τρόπος ενσωμάτωσης του μοντέλου θορύβου στο EKV3. Παραθέτονται πλήρως τα κομμάτια του κώδικα σε verilog-A που υλοποιήθηκαν, ενώ αναφέρονται και οι παράμετροι που προστέθηκαν. Στη συνέχεια

παρουσιάζονται κάποια πρώτα αποτελέσματα προσωμειώσεων θορύβου ως προς την συχνότητα για τρεις διαφορετικές CMOS τεχνολογίες για τις οποίες είτε είχαμε δεδομένα είτε τα μετρήσαμε εμείς στο εργαστήριο. Οι τρεις αυτές τεχνολογίες είναι : 0.35 μ m, 180nm και 90nm. Περισσότερες λεπτομέρειες για τα ακριβή στοιχεία των δεδομένων καθώς και για την πειραματική διαδικασία των μετρήσεων αναφέρονται στο επόμενο κεφάλαιο.

Πολύ σημαντικό βήμα πριν την εκτέλεση των προσωμειώσεων θορύβου τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις είναι να έχει εξαχθεί σωστά το DC μοντέλο. Στην ουσία να έχουν υπολογιστεί σωστά οι βσικές παραμέτροι του φυσικού μοντέλου φορτίου και ρευμάτων. Αυτό είναι πάρα πολύ σημαντικό για τον εξής λόγο: Είδαμε στην θεωρητική ανάλυση του θορύβου ότι πολλά DC μεγέθη όπως φορτία, ρεύματα, διαγωγιμότητες, μήκος καναλιού, κινητικότητα και άλλα χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό του θορύβου και μάλιστα είναι αυτά που καθορίζουν την εξάρτηση του από την πόλωση και την γεωμετρία. Όταν λοιπόν εμείς θέλουμε να υπολογίσουμε αυτά τα μεγέθη από το DC κομμάτι του EKV3 μοντέλου πρέπει να είμαστε σίγουροι ότι οι τιμές που χρησιμοποιούμε ανταποκρίνονται στην πραγματικότητα. Βέβαια για να εξαχθεί το DC μοντέλο πρέπει να υπάρχουν και τα αντίστοιχα DC δεδομένα. Για τις περισσότερες των περιπτώσεων είτε είχαμε DC μετρήσεις είτε τις πραγματοποιήσαμε εμείς. Η μόνη περίπτωση που δεν υπήρχαν, ούτε μπορούσαν να μετρηθούν καθώς το αντίστοιχο wafer δεν ήταν διαθέσιμο στο εργαστήριο, ήταν οι PMOS διατάξεις για την τεχνολογία 0.35 μ m. Ευτυχώς όμως βρήκαμε τις DC παραμέτρους του EKV3 για αυτήν την τεχνολογία για τα PMOS.

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

3.5.1 Verilog-A κώδικας για την μοντελοποίηση του 1/f θορύβου

Ο κώδικας που ενσωματώθηκε στο μοντέλο είναι γραμμένος σε Verilog-A γλώσσα. Βασικό χαρακτηριστικό της συγκεκριμένης γλώσσας είναι η θεμελίωση της πάνω στους δύο βασικούς κανόνες λειτουργίας κυκλωμάτων, τους δύο νόμους του Kirchhoff. Το μεγάλο της πλεονέκτημα είναι ότι παρέχει ένα κοινό τόπο περιγραφής ενός συστήματος, ασχέτως του κάθε προσομοιωτή. Ο κώδικας του μοντέλου είναι γραμμένος σε δεκαοχτώ αρχεία που χαρακτηρίζονται απο μια ιεραρχική δομή. Το αρχείο noise.va είναι αυτό στο οποίο κάναμε τις σημαντικότερες προσθήκες, ενώ στα parameters.va και variables.va προσθέσαμε τις καινούριες παραμέτρους θορύβου συν κάποιες ενδιάμεσες βοηθητικές μεταβλητές. Πολύ σημαντικό ρόλο στην ανάλυση μας έπαιξε η χρησιμότητα του αρχείου extract_debug.va. Μέσω αυτού μπορούσαμε να ξέρουμε μετά απο κάθε προσομοίωση οποιασδήποτε διάταξης, γεωμετρίας, πόλωσης τις τιμές βασικών και απαραίτητων μεγεθών (φορτία, ρεύματα, μήκος καναλιού, κινητικότητα) για τον υπολογισμό των διαφόρων συνιστωσών του θορύβου.

Ας ξεκινήσουμε λοιπόν με τον κώδικα:

```
// FLICKER NOISE DUE TO CARRIER NUMBER FLUCTUATIONS-MC WORTHER MODEL
```

```
qel2=`C_QE*`C_QE;
qel4=qel2*qel2;
sddn=(qel4*`TAD*NT)/(`C_K      *      thermocrasia*WeffNF*(Leff      -
deltal)*(COX * inv_dqmip1)*(COX * inv_dqmip1)*nq*nq);
```

Χαρακτηρισμός θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες

```

Qspec=2*nq*UT*COX* inv_dgmip1;
alpha=ALPHAC*Qspec;
a_m=alpha*beta/COX ;
LC_R=(2*UT)/(EC*(Leff-deltal));

kddn=
(1/(2*i*i))*(((qs2+qs)-(qdp2+qdp))/((1+LC_R*(qs-
qdp))*(1+LC_R*(qs-qdp))*(1+LC_R*(qs-qdp))))*ln((qs+0.5-
((LC_R*((qs2+qs)-(qdp2+qdp)))/(2*(1+LC_R*(qs-qdp)))))/(qdp+0.5-
((LC_R*((qs2+qs)-(qdp2+qdp)))/(2*(1+LC_R*(qs-qdp))))))+
a_m/(1+qs+qdp) + (a_m/2)*(a_m/2);

sidn=sddn*kddn*IDS*IDS;

```

Οι παραπάνω γραμμές κώδικα αντιστοιχούν στο Carrier number fluctuations μοντέλο.

sddn αντιστοιχεί στο $S_D|_{\Delta N} = \frac{q^4 \lambda N_t}{kTWLn^2 C_{ox} f}$.

Qspec αντιστοιχεί στο $Q_{spec} = 2nU_T C_{ox}$

a_m αντιστοιχεί στο γινόμενο αμ - beta αποτελεί τον όρο της κινητικότητας που περιλαμβάνει όλα τα φαινόμενα που την επηρεάζουν (velocity saturation etc.).

LC_R αντιστοιχεί στο $\lambda_c = \frac{2U_T}{E_{crit}(L_{eff} - \Delta L_{clm})}$

kddn αντιστοιχεί στο $K_D|_{\Delta N} = S_{i_d^2}(q_s, q_d, \lambda_c) + \frac{\alpha\mu}{1+q_s+q_d} + \left(\frac{\alpha\mu}{2}\right)^2 \mu\epsilon$

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

sidn αντιστοιχεί στο $S_{\Delta I_D^2}|_{\Delta N} = S_{D,\Delta N} K_{D,\Delta N}(q_s, q_d) I_D^2$

Τα $NT(N_t)$, $EC(E_{crit})$ και $ALPHAC(a_c)$ αποτελούν νέες παραμέτρους του μοντέλου που σχετίζονται με το McWhorter μοντέλο.

```

// FLICKER NOISE DUE TO MOBILITY FLUCTUATIONS-HOOGE MODEL

sddm=(HOOGE*qel2)/(`C_K * thermocrasia*WeffNF*(Leff -
deltal)*COX * inv_dgmip1*nq);
kddm = (1/(1+qs+qdp))*(1+((ln(qs/qdp))/(2*qs_qdp))));
sidm = sddm * kddm *IDS*IDS ;

```

Οι παραπάνω γραμμές κώδικα αντιστοιχούν στο mobility fluctuations μοντέλο.

sddm αντιστοιχεί στο $S_D|_{\Delta\mu} = \frac{a_H q^2}{kTWLn C_{ox} f}$

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

$$\text{sidm αντιστοιχεί στο } S_{\Delta I_{nD}^2}|_{\Delta\mu} = S_{D,\Delta\mu} K_{D,\Delta\mu}(q_s, q_d) I_D^2$$

Το HOOGE(α_H) αποτελεί νέα παράμετρο του μοντέλου που σχετίζεται με το Hooge μοντέλο.

// FLICKER NOISE DUE TO SOURCE AND DRAIN ACCESS RESISTANCES

```
Gspec=Ispec/(COX * inv_dgmip1);
sddr=(qs2+qdp2)*Gspec*Gspec*SDR ;
sldr = sddr*IDS*IDS ;
```

Οι παραπάνω γραμμές κώδικα αντιστοιχούν στο μοντέλο θορύβου λόγω σειριακών εξωτερικών αντιστάσεων.

$$\text{Gspec αντιστοιχεί στο } G_{spec} = \frac{I_{spec}}{U_T} = 2nU_T \mu C_{ox} \frac{W}{L}$$

$$\text{sddr αντιστοιχεί στο } \left. \frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2} \right|_{\Delta R} = (q_s^2 + q_d^2) G_{spec}^2 S_{\Delta R^2}$$

Το SDR($S_{\Delta R^2}$) αποτελεί νέα παράμετρο του μοντέλου που σχετίζεται με το μοντέλο εξωτερικών αντιστάσεων.

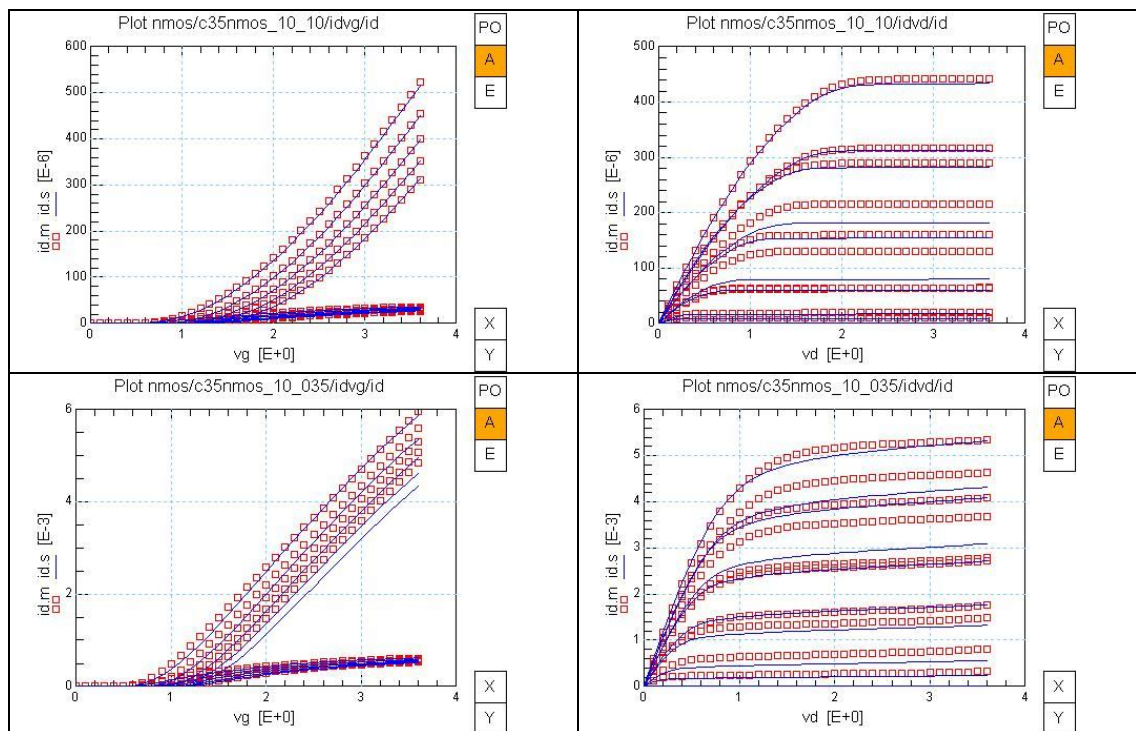
// FLICKER NOISE PARAMETERS (4)

```
parameter real      NT      = 1.0E+24      from [0.0:inf);
parameter real      ALPHAC= 10.0E+4      from [0.0:inf);
parameter real      HOOGE = 1.0E-20      from [0.0:inf);
parameter real      EC      = 1.0E+4      from [0.0:inf);
parameter real      SDR     = 1.0E-10     from [0.0:inf);
```

Οι παραπάνω γραμμές κώδικα δείχνουν τον ορισμό των καινούριων παραμέτρων flicker θορύβου στο αρχείο parameters.va.

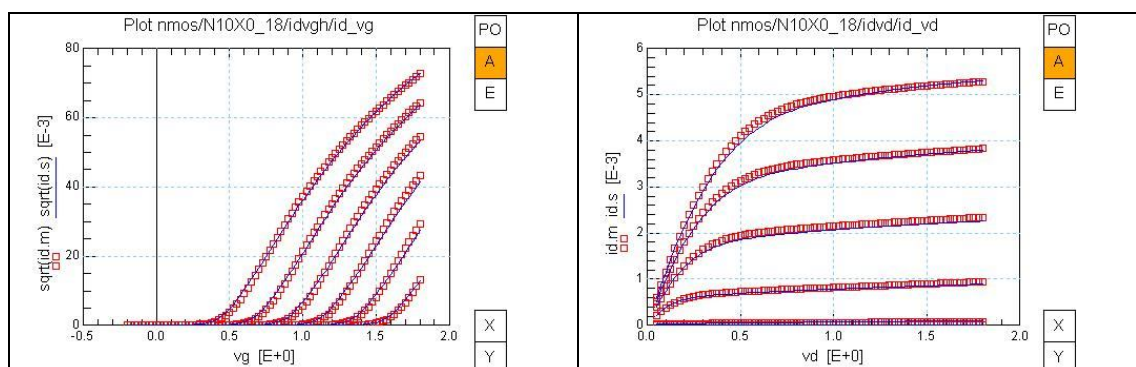
3.5.2 Αποτελέσματα από DC προσομοιώσεις και προσομοιώσεις θορύβου ως προς τη συχνότητα

- **0.35 μ m-DC-NMOS**



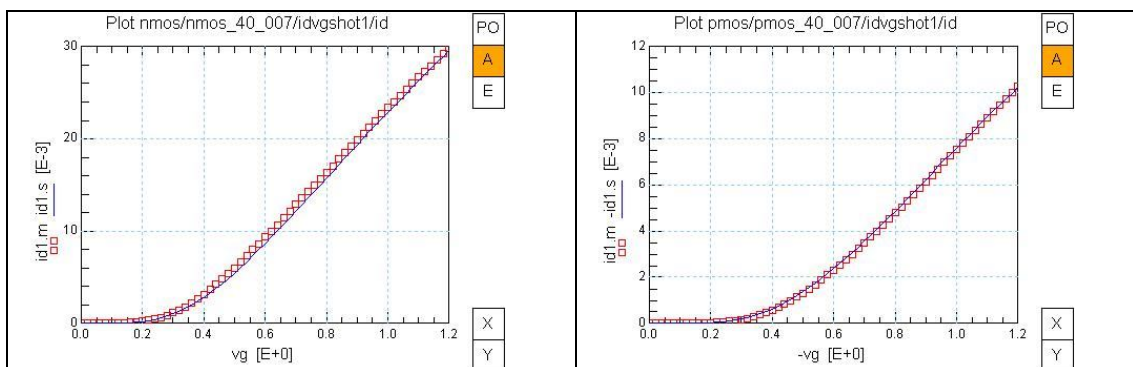
Σχ 3.9 Id-Vg, Id-Vd NMOS, W/L=10/10, 10/0.35 CMOS 0.35 μ m

- **180nm-DC-NMOS**



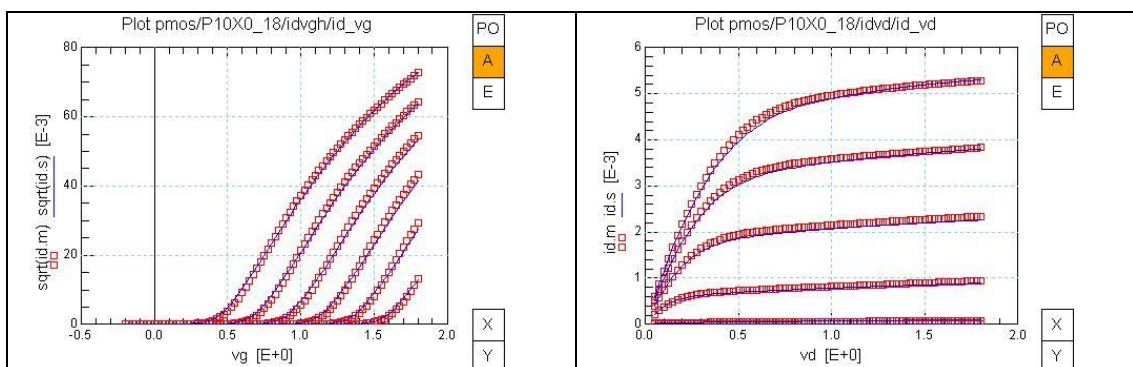
Σχ 3.10 Id-Vg, Id-Vd NMOS, W/L=10/0.18 CMOS 0.18 μ m

- **90nm-DC-NMOS/PMOS**



Σχ 3.11 Id-Vg NMOS-PMOS, W/L=40/0.07 CMOS 0.90nm

- **180nm-DC-PMOS**

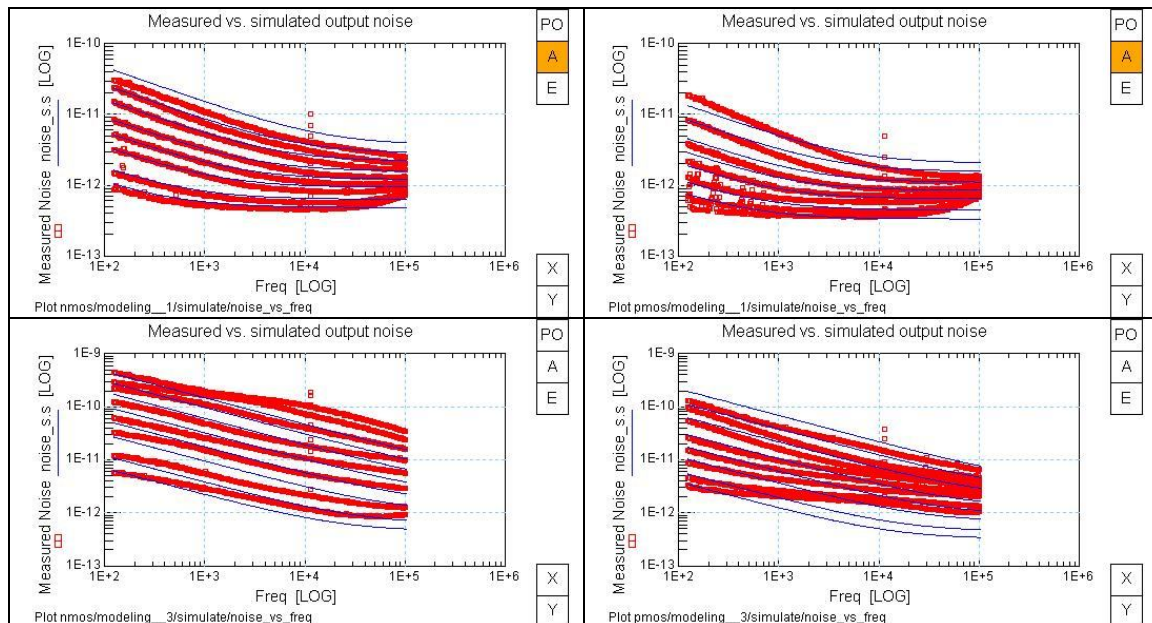


Σχ 3.12 Id-Vg, Id-Vd PMOS, W/L=10/0.18 CMOS 0.18um

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

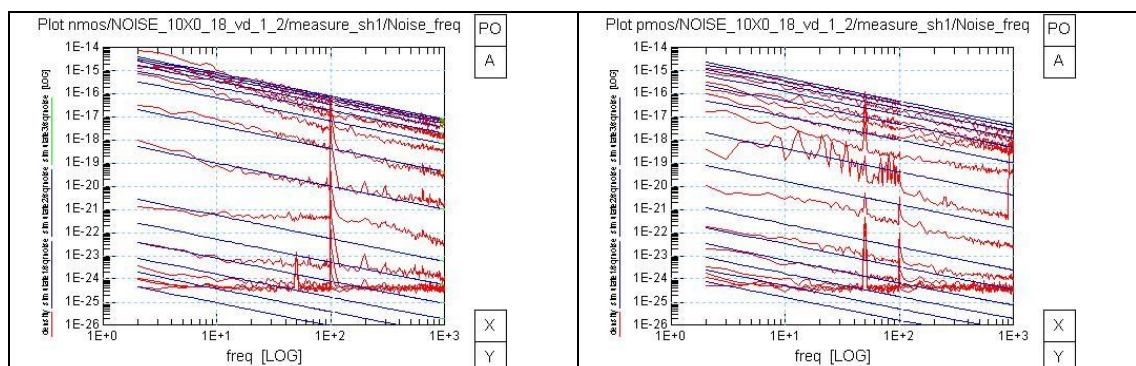
Παρακάτω ακολουθούν τα γραφήματα με μετρήσεις και προσομοιώσεις 1/f θορύβου ως προς τη συχνότητα για τις τρεις διαθέσιμες τεχνολογίες. Πάλι με κόκκινο χρώμα απεικονίζονται οι μετρήσεις θορύβου ενώ με μπλε οι προσομοιώσεις με το καινούριο μοντέλο που ενσωματώθηκε στο EKV3 μοντέλο.

- **0.35μm-1/F NOISE-NMOS/PMOS**

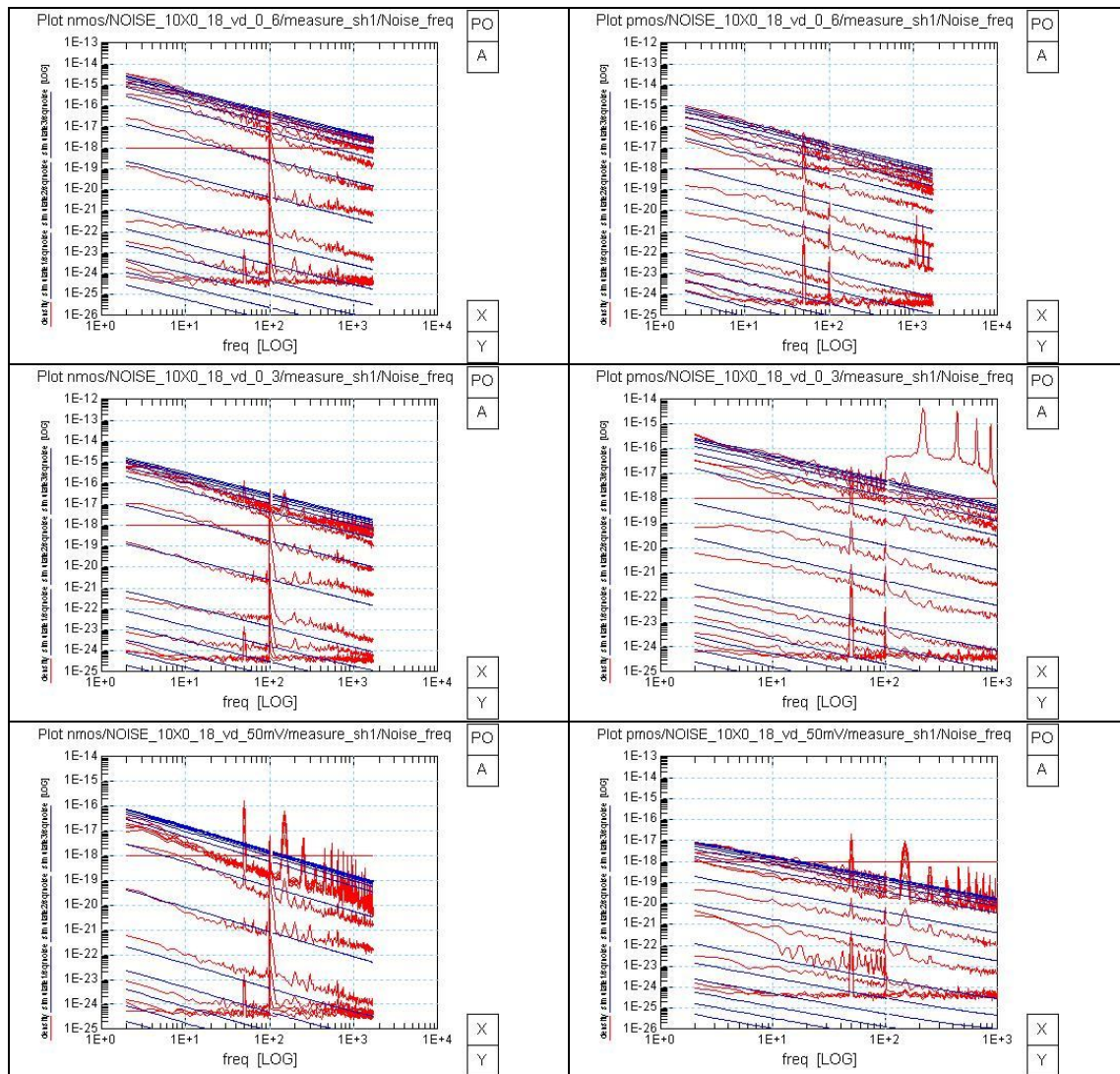


Σχ 3.13 1/f PSD, NMOS-PMOS, W/L=10/10, 10/0.35 CMOS 0.35um

- **180nm-1/F NOISE-NMOS/PMOS**

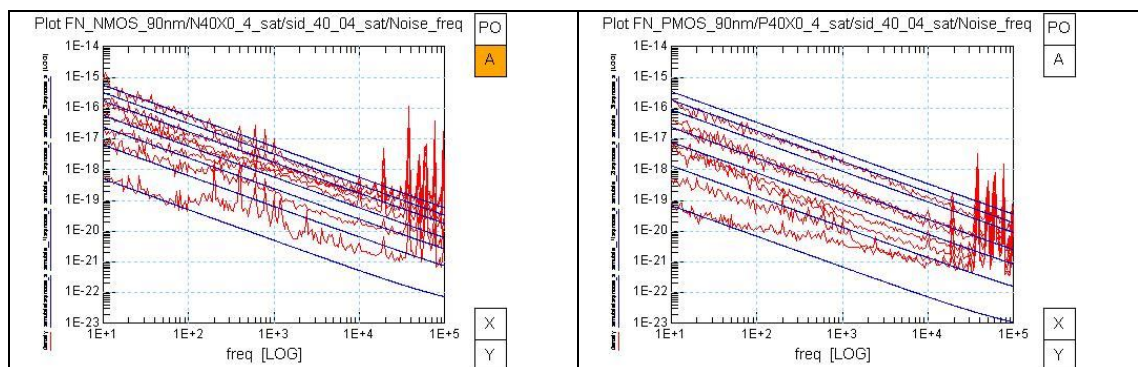


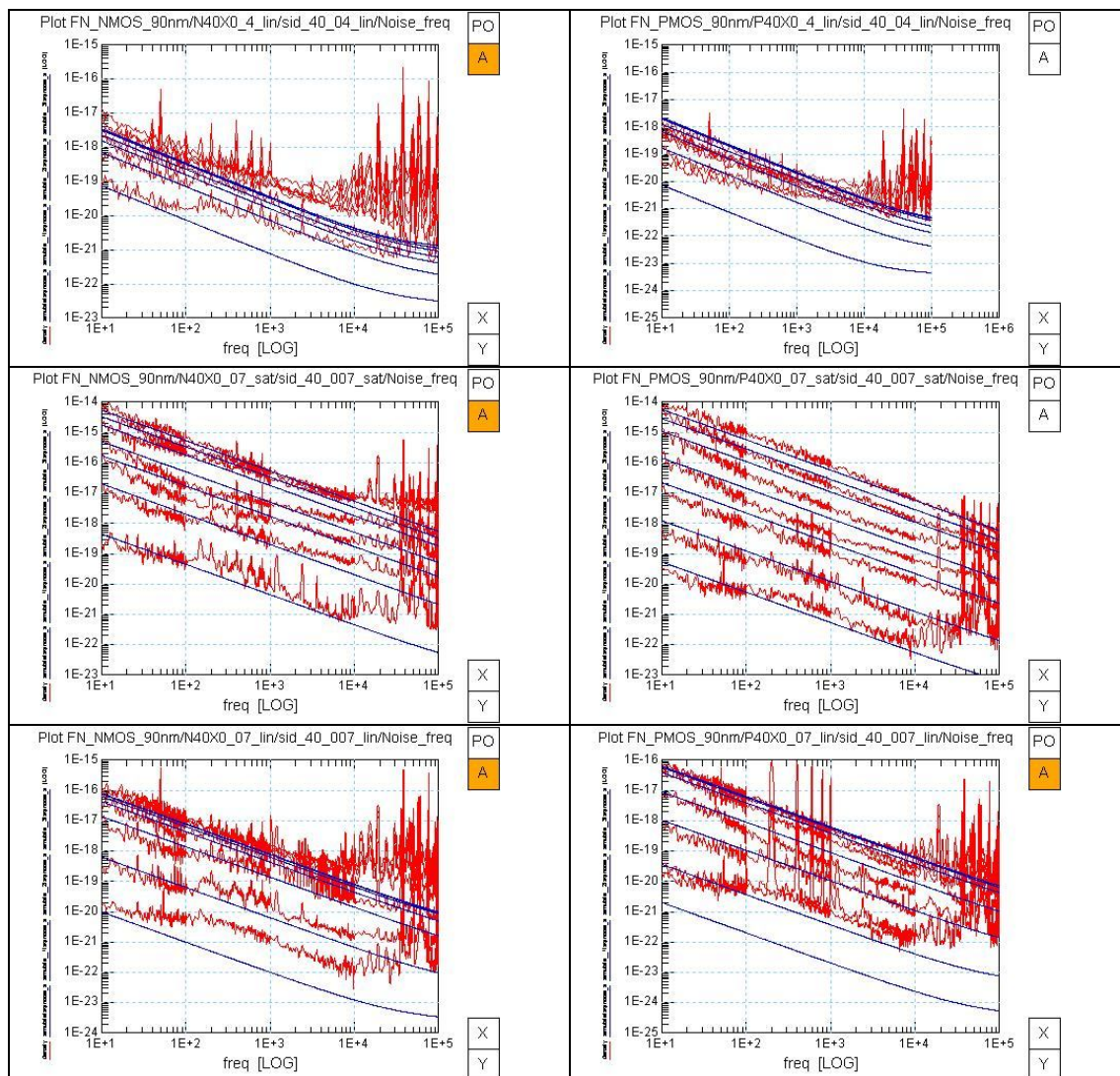
Χαρακτηρισμός θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες



Σχ 3.14 1/f PSD, NMOS-PMOS, W/L=10/0.18 Vd=1.2, 0.6, 0.3, 0.05V CMOS 0.18μm

• 90nm-1/F NOISE-NMOS/PMOS





Σχ 3.15 1/f PSD, NMOS-PMOS, W/L=40/0.04, 40/0.07 $V_d=0.8, 0.05V$ CMOS 90nm

Ασφαλή συμπεράσματα για την απόδοση του μοντέλου μας θα μπορούσαμε να βγάλουμε στο επόμενο κεφάλαιο όπου θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του ως προς την πόλωση και θα το συγκρίνουμε με ήδη υπάρχοντα μοντέλα. Ωστόσο προς το παρόν τα αποτελέσματα είναι πολύ ενθαρρυντικά.

Στην πρώτη τεχνολογία (0.35μm) μελετάμε την συμπεριφορά του θορύβου σε μια long ($W=10\mu m, L=10\mu m$) και μία short ($W=10\mu m, L=0.35\mu m$) γεωμετρία τόσο για NMOS όσο και για PMOS σε περιοχή κορεσμού. Στην αριστερή στήλη των γραφημάτων βρίσκονται τα NMOS τρανζίστορ, με πάνω αριστερά το 10X10 και κάτω αριστερά το 10X0.35. Όμοια είναι η διάταξη και στην δεξιά στήλη που βρίσκονται τα PMOS. Βλέπουμε ότι τα NMOS παρουσιάζουν αυξημένο θόρυβο από τα PMOS και ιδιαίτερα το short τρανζίστορ κάτι το οποίο συμβαίνει λόγω φαινομένου CLM το οποίο είναι πιο έντονο στα NMOS τρανζίστορ. Το μοντέλο αποκρίνεται πολύ καλά σε όλες τις περιπτώσεις.

Στην τεχνολογία 180nm εξετάζουμε μία short ($W=10\mu m, L=180nm$) γεωμετρία για τέσσερις διαφορετικές τιμές της τάσης στο drain ($V_D=1.2V, 0.6V, 0.3V, 50mV$). Πάλι στην αριστερή στήλη βρίσκονται τα NMOS όπου το πιο πάνω αριστερά αντιστοιχεί στο μεγαλύτερο V_D , και όσο ελαττώνεται αυτό κατεβαίνουμε προς τα κάτω. Η ίδια διάταξη ισχύει και για τα PMOS. Τα NMOS πάλι

παρουσιάζουν αυξημένο θόρυβο ενώ το μοντέλο δουλεύει και εδώ πολύ ικανοποιητικά.

Στην τεχνολογία 90nm εξετάζουμε δύο γεωμετρίες, μία short ($W=40\mu\text{m}$, $L=70\text{nm}$) και μία λίγο πιο μεγάλη που δεν μπορεί να θεωρηθεί όμως long ($W=40\mu\text{m}$, $L=400\text{nm}$) τόσο σε κορεσμό όσο και σε γραμμική περιοχή λειτουργίας. Πάλι στην αριστερή στήλη βρίσκονται τα NMOS όπου το πιο πάνω αριστερά είναι το 40X400 σε κορεσμό, το δεύτερο είναι το ίδιο σε γραμμική περιοχή ενώ τα δύο επόμενα είναι το 40X70 σε κορεσμό και γραμμική περιοχή αντίστοιχα. Η ίδια διάταξη ισχύει και για τα PMOS. Τα NMOS πάλι παρουσιάζουν αυξημένο θόρυβο ιδιαίτερα στην 40X400 διάταξη. Στην 40X70 δεν βλέπουμε μεγάλες διαφορές μάλλον επειδή το velocity saturation φαινόμενο μειώνει το θόρυβο και αλληλοεξουδετερώνεται με το CLM που προσπαθεί να τον αυξήσει. Το μοντέλο είναι πολύ καλό ιδιαίτερα σε περιοχές κορεσμού.

Προφανώς οι προσομοιώσεις έγιναν αφού πρώτα είχαν εξαχθεί οι παραμέτροι θορύβου για κάθε τεχνολογία. Τα σετ των παραμέτρων, η διαδικασία με την οποία εξάχθηκαν καθώς και οι μεταβολές τους από τη μία τεχνολογία στην άλλη θα παρουσιαστούν στο επόμενο κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΑΝΑΛΥΣΗΣ 1/F ΘΟΡΥΒΟΥ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΠΟΛΩΣΗ – ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

Αφού το πλήρες θεωρητικό μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων έχει ενσωματωθεί στο EKV3, ήταν απαραίτητο να μελετηθεί η συμπεριφορά του σε όλες τις δυνατές περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ. Από πολύ ασθενή μέχρι πολύ ισχυρή αναστροφή, σε γραμμική περιοχή αλλά και σε κορεσμό, για διάφορες γεωμετρίες τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις. Επίσης πολύ σημαντικό ήταν να γίνει αυτή η ανάλυση ως προς την πόλωση σε όσες το δυνατόν περισσότερες CMOS τεχνολογίες έτσι ώστε να μπορούμε να έχουμε μια σαφή εικόνα για το πως συμπεριφέρεται το μοντέλο μας.

Για την εκπόνηση αυτής της ανάλυσης είχαμε τη δυνατότητα να πραγματοποιήσουμε μετρήσεις θορύβου για μια 180nm CMOS τεχνολογία στο εργαστήριο αφού διαθέταμε το αντίστοιχο wafer ενώ είχαμε στη διάθεση μας δεδομένα από δύο ακόμα τεχνολογίες. Η πρώτη ήταν μία 0.35um CMOS τεχνολογία την οποία μας παρείχε η Austriamicrosystems (C35 - 0.35um CMOS- Process) ενώ η δεύτερη ήταν μία 90nm CMOS τεχνολογία που μας παρείχε η Toshiba (CMOS4RF-90nm). Να τονίσουμε εδώ ότι ενώ στα δεδομένα που μας δώθηκαν οι περιοχές λειτουργίες δεν ήταν καθορισμένες από μας, στην τεχνολογία που μετρήσαμε είχαμε τη δυνατότητα να τις επιλέξουμε εμείς. Παραδείγματος χάριν στην 0.35um τεχνολογία δεν είχαμε δεδομένα για γραμμική περιοχή λειτουργίας ούτε για αρκετά ασθενή αντιστροφή ενώ στην 180nm είχαμε τη δυνατότητα να μετρήσουμε πάρα πολλές περιοχές, από πολύ ασθενή μέχρι πολύ ισχυρή αντιστροφή και από γραμμική περιοχή μέχρι κορεσμό σε πολλά βήματα. Βέβαια γίνεται κατανοητό ότι οι μετρήσεις που μας δώθηκαν είναι πιο ακριβείς από αυτές που κάναμε εμείς μιας και η εκτέλεση τους έγινε σε εργαστηριακούς χώρους που παρέχουν πολύ καλύτερες συνθήκες διεξαγωγής μετρήσεων θορύβου σε σχέση με το δικό μας και από ανθρώπους εξειδικευμένους και πολύ έμπειρους σε αυτό το αντικείμενο. Ωστόσο το να είναι εφικτή η μέτρηση θορύβου CMOS διατάξεων στο δικό μας εργαστήριο είναι κάτι πάρα πολύ σημαντικό. Να τονίσουμε επίσης ότι καταφέραμε και κάναμε κάποιες μετρήσεις σε διαφορετικές θερμοκρασίες χωρίς να προχωρήσουμε στην μοντελοποίηση του 1/f θορύβου για διαφορετικές θερμοκρασίες κυρίως λόγω έλλειψης χρόνου. Το setup της πειραματικής διαδικασίας περιγράφεται αναλυτικά παρακάτω.

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

αντιστροφής IC ($IC = \frac{I_D}{I_{spec}}$) και σε όλα τα γραφήματα αποτελεί τον x άξονα και

μας δείχνει πως συμπεριφέρονται οι διάφορες αναπαραστάσεις του θορύβου όσο η περιοχή λειτουργίας της MOS διάταξης μετατοπίζεται από την ασθενή στην ισχυρή αντιστροφή. Να θυμίσουμε εδώ ότι για $IC < 0.1$ έχουμε ασθενή αντιστροφή (WI), για $0.1 < IC < 10$ έχουμε μέτρια αντιστροφή (MI) και για $IC > 10$ έχουμε ισχυρή

αντιστροφή (SI). Τα αποτελέσματα παρέχονται αναλυτικά στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου.

4.1 Πειραματική διαδικασία

Όπως προαναφέρθηκε οι μετρήσεις 1/f θορύβου για 180nm CMOS τεχνολογία υλοποιήθηκαν πλήρως από εμάς στο εργαστήριο. Παρακάτω ακολουθεί πλήρης περιγραφή και ανάλυση της διαδικασίας που ακολουθήθηκε περιλαμβάνοντας τόσο τον εργαστηριακό εξοπλισμό όσο και περιγραφή της διαδικασίας εκτέλεσης των μετρήσεων με τη βοήθεια του λογισμικού ICCAP της AGILENT.

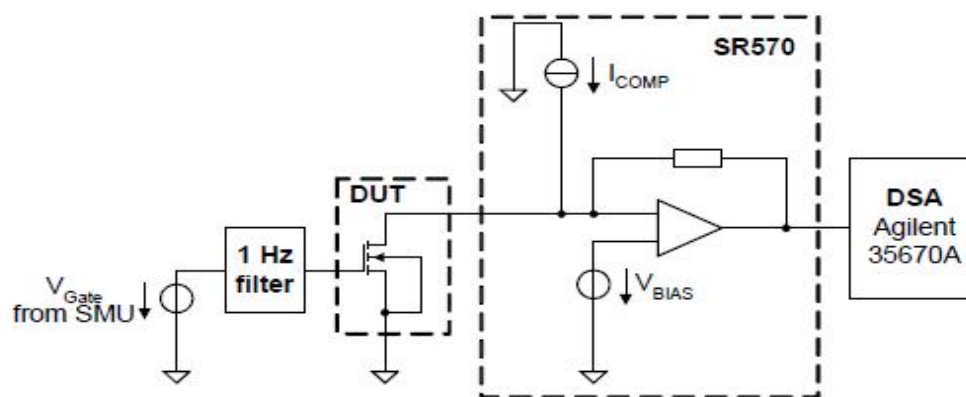
4.1.1 Απαιτήσεις-προδιαγραφές

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

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

Το βασικό στοιχείο στο σύστημα μέτρησης θορύβου χαμηλών συχνοτήτων είναι ο Standford Research SR570 ενισχυτής χαμηλού θορύβου. Έχει ικανότητα πόλωσης μέχρι και $\pm 5V$ και $\pm 5mA$. Είναι ρυθμισμένος έτσι ώστε συνθήκες υπερφόρτωσης στην είσοδο ή έξοδο του να μπορούν να ανιχνευθούν. Το φάσμα ισχύος του ενισχυμένου σήματος μετριέται από τον DSA του οποίου το εύρος συχνοτήτων είναι από 0Hz μέχρι 100KHz. Το χρησιμοποιούμενο εύρος συχνοτήτων περιορίζεται από την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και εξαρτάται από την ενίσχυση που χρησιμοποιείται κάθε φορά. Η πόλωση στην πύλη και την υποδοχή του τρανζίστορ παρέχονται από ένα DC αναλυτή με τουλάχιστον 2 μονάδες παροχής πηγής (SMU – Source Monitor Unit). Το 1Hz φίλτρο καταστέλλει τον μετρημένο θόρυβο από το SMU και από τις κεντρικές συχνότητες του δικτύου. Το βασικό σημείο επίκεντρωσης κατά τη σχεδίαση του συστήματος ήταν οι on-wafer μετρήσεις. Οι συνδιασμοί των ανταπτόρων βελτιστοποιούνται για χρήση με συγκεκριμένους probe σταθμούς και DC βελόνες. Πακετοποιημένες διατάξεις μπορούν να μετρηθούν επίσης. Μέσω του Temperature Controller κατέστη δυνατή η μέτρηση του θορύβου σε δύο ακόμα θερμοκρασίες ($T=85^{\circ}C$ και $T=125^{\circ}C$) εκτός από τις μετρήσεις σε θερμοκρασία δωματίου.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το πλήρες set-up της μέτρησης χωρίς τον ελεγκτή θερμοκρασίας.



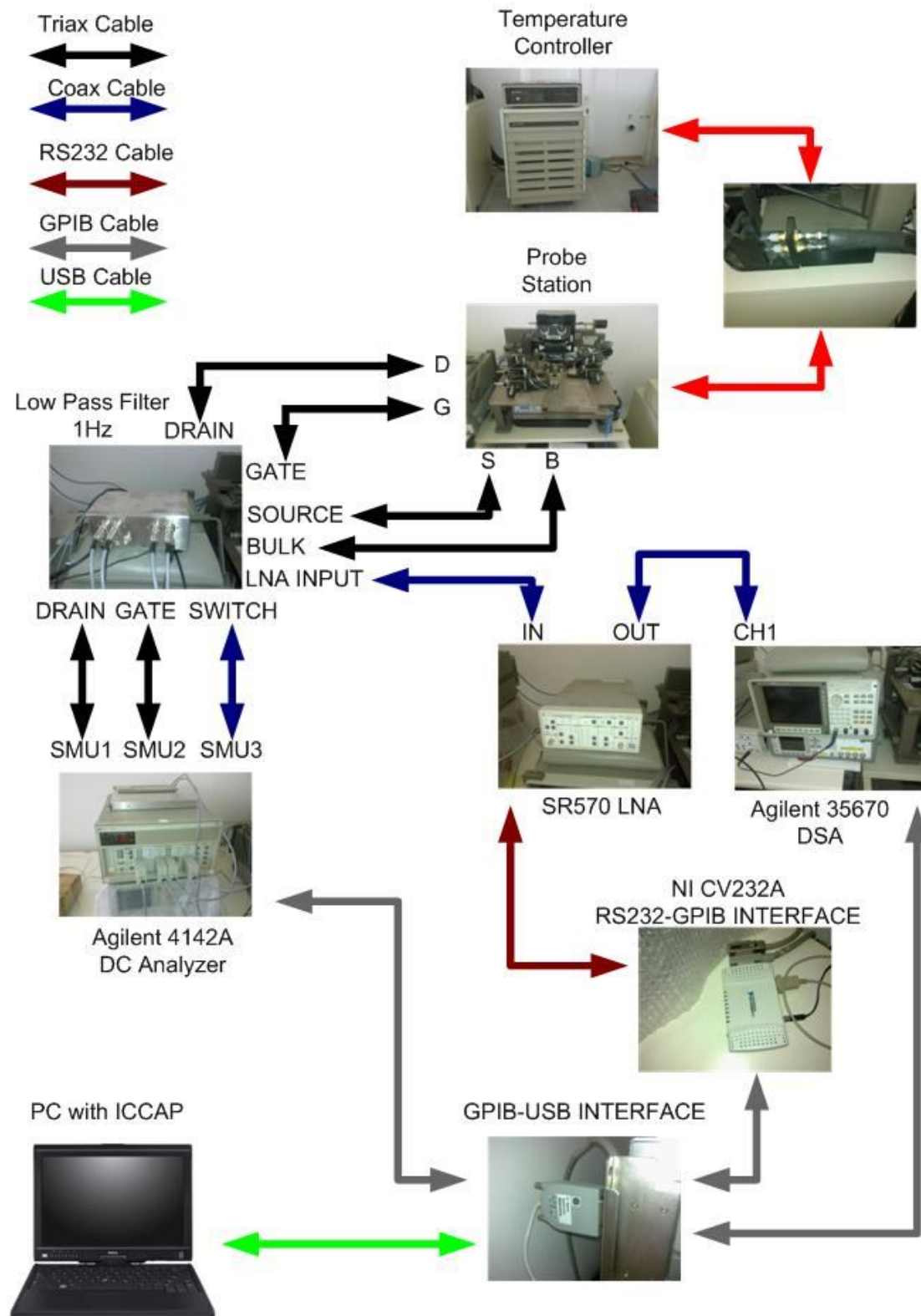
Σχ 4.1 -Set up μέτρησης θορύβου 1/f

4.1.2 Εγκατάσταση και διασύνδεση του εξοπλισμού

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

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

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



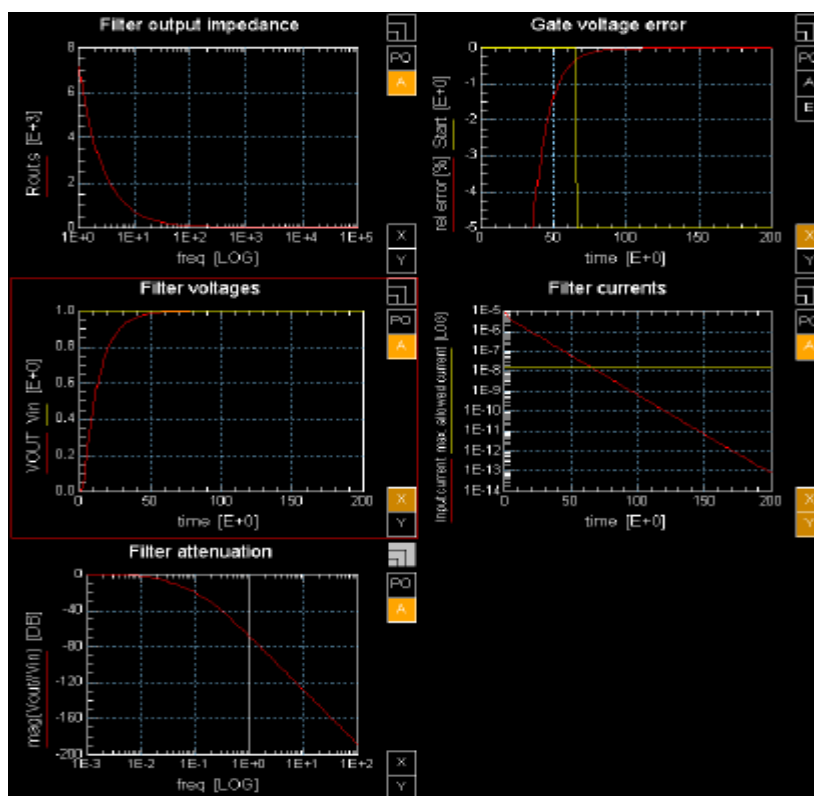
Σχ 4.2 –Πλήρες σχηματικό του συστήματος μετρήσεων 1/f θορύβου

4.1.3 Εκτέλεση μετρήσεων

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

4.1.3.1 Ρυθμίσεις φίλτρου

Αρχικά προσομειώθηκε μέσω του λογισμικού η συμπεριφορά του φίλτρου και υπολογίστηκαν οι χρόνοι φόρτισης του. Στη συνέχεια έπρεπε να επιλεγεί η ελάχιστη ευαισθησία για τις μετρήσεις θορύβου. Για τις περισσότερες μετρήσεις η τιμή των $2u$ είναι η καταλληλότερη. Η ευαισθησία είναι ένα καλό trade off μεταξύ συχνότητας αποκοπής και Noise Floor του συστήματος. Ως γνωστό Ευαισθησία=1/Κέρδος, που σημαίνει ότι μια μικρή τιμή ευαισθησίας οδηγεί σε υψηλό κέρδος. Μέσω του Manual του SR570 επιλέξαμε τις τιμές για τη συχνότητα αποκοπής, τον Noise Floor στην είσοδο και την αντίσταση εισόδου. Το φίλτρο τώρα, έπρεπε να φορτιστεί. Κάθε δευτερόλεπτο το ρεύμα στο φίλτρο δειγματοληπτείται. Αν το ρεύμα μετά το χρόνο που απαιτείται για τη δειγματοληψία είναι μεγαλύτερο από την τιμή που έχει οριστεί στο πρόγραμμα by default τότε η συγκεκριμένη μέτρηση παραλείπεται. Αυτό γίνεται για να εντοπιστούν τρανζίστορ με μεγάλη διαρροή στην πύλη. Παρακάτω μπορούμε να δούμε την προσομειωμένη συμπεριφορά του φίλτρου. Είναι εμφανές ότι έχει 60db εξασθένηση στο 1Hz. Ο πιθανός θόρυβος από τον DC αναλυτή έχει κατασταλαγεί αρκετά καλά. Το σφάλμα στην τάση της πύλης φαίνεται επίσης. Η κίτρινη γραμμή δείχνει το χρόνο έναρξης της μέτρησης θορύβου.



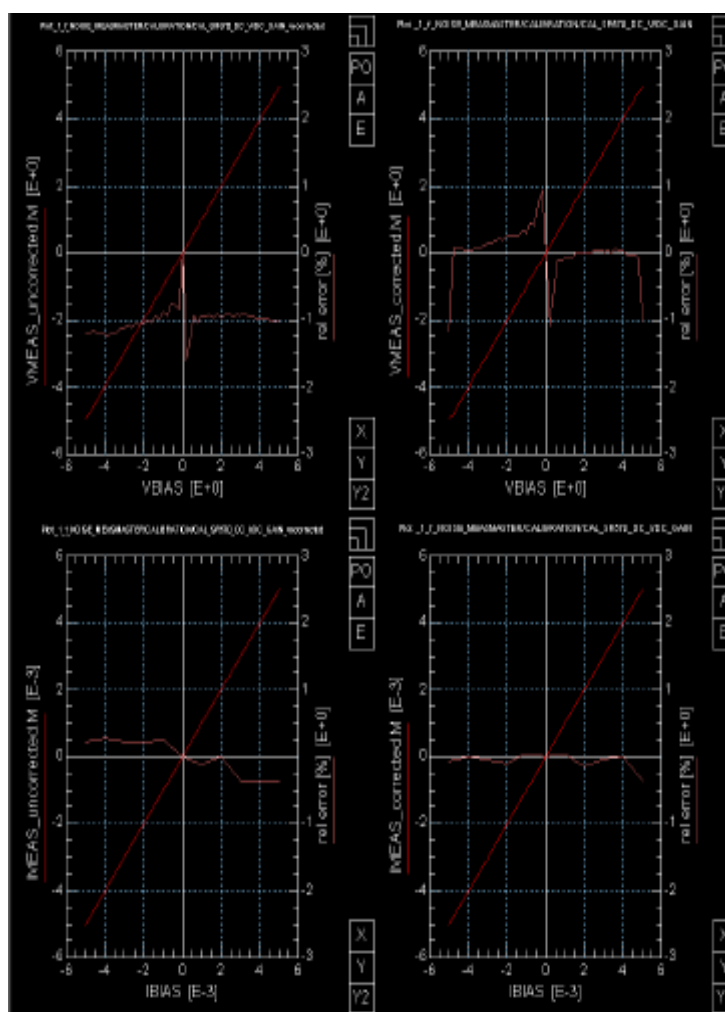
Σχ 4.3-Προσομειωμένη συμπεριφορά του 1Hz φίλτρου.

4.1.3.2 Ρυθμίσεις DSA

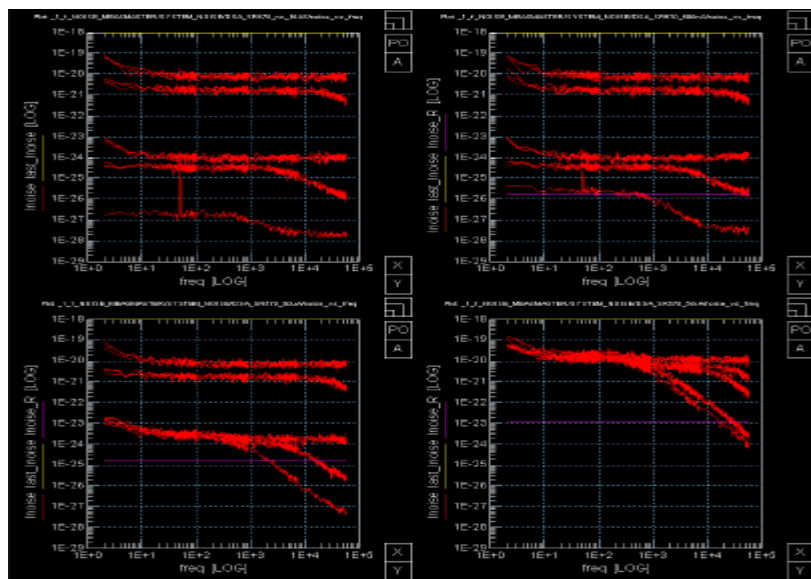
Εδώ καθορίσαμε τις ρυθμίσεις συχνότητας για τον δυναμικό αναλυτή σήματος. Ένα averaging (υπολογισμός μέσου όρου) γύρω στα 40 χρησιμοποιήθηκε. Ο συγκεκριμένος αναλυτής δεν υποστηρίζει λογαριθμική σάρωση συχνότητας γιαυτό και χρησιμοποιήθηκαν 3 γραμμικά κομμάτια σάρωσης συχνότητας. Από 1 μέχρι 100Hz με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

4.1.3.3 Ρυθμίσεις SR570

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



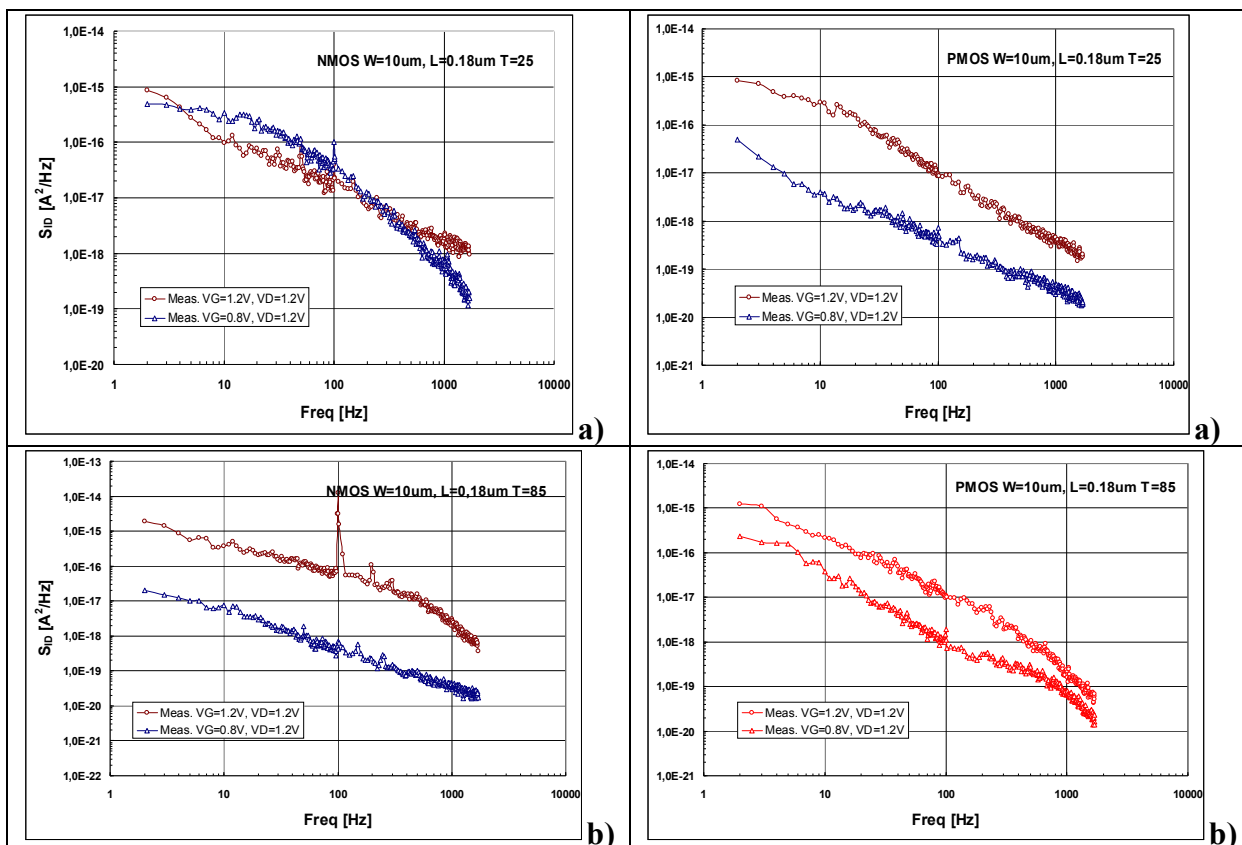
Σχ 4.4-Αποτελέσματα μετά από επιτυχημένη βαθμονόμηση.

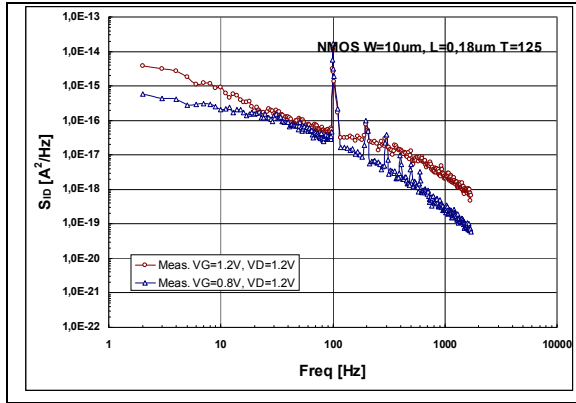


Σχ 4.4.5-Αποτελέσματα μετρήσεων Noise Floor.

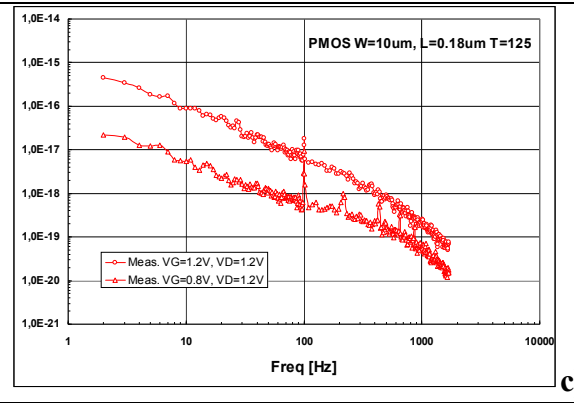
4.1.3.4 Μέτρηση MOS τρανζίστορ

Αρχικά ορίστηκαν οι συνθήκες πόλωσης και πραγματοποιήθηκαν DC μετρήσεις για να παραχθούν οι Id-Vg και Id-Vd γραφικές απ'όπου μπορούν να εξαχθούν σωστά οι DC παραμέτροι του EKV3 μοντέλου οι οποίες είναι απαραίτητες για τη σωστή εξαγωγή και των παραμέτρων θορύβου. Στη συνέχεια εκτελέστηκαν οι μετρήσεις θορύβου για τις συχνότητες και την πόλωση που είχαμε επιλέξει. Αποτελέσματα έχουμε δείξει στο προηγούμενο κεφάλαιο. Παρακάτω φαίνονται κάποιες γραφικές θορύβου για διάφορες θερμοκρασίες.





Σχ. 4.6 Power spectral density of low frequency noise in drain current for (a), T=25 (b), T=85 (c) T=125 for NMOS transistors, with W = 10um, L = 0.18um, vs. frequency at saturation ($|V_{DS}|=1.2V$) mode for ($|V_{GS}|=1.2V, 0.8V$).



Σχ. 4.7 Power spectral density of low frequency noise in drain current for (a), T=25 (b), T=85 (c) T=125 for PMOS transistors, with W = 10um, L = 0.18um, vs. frequency at saturation ($|V_{DS}|=-1.2V$) mode for ($|V_{GS}|=-1.2V, -0.8V$).

4.2 Παρουσίαση αποτελεσμάτων

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται λεπτομερώς τα αποτελέσματα της ανάλυσης μας όσον αφορά τον $1/f$ θόρυβο σε MOS διατάξεις για τις τρεις διαφορετικές τεχνολογίες που είχαμε στη διάθεση μας. Σε όλες τις γραφικές στον άξονα των x βρίσκεται ο δείκτης αντιστροφής (IC) ενώ στον άξονα των y μπορούμε να δούμε τον θόρυβο σε τέσσερις διαφορετικές αναπαραστάσεις. Αυτές είναι:

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

β) Το $S_{\Delta I_{nD}^2}$ κανονικοποιημένο με το τετράγωνο του ρεύματος I_D^2 , δηλαδή $\frac{S_{\Delta I_{nD}^2}}{I_D^2}$. Αυτή η αναπαράσταση είναι πάρα πολύ σημαντική καθώς είναι άμεσα

συγκρίσιμη με το μέγεθος $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D}\right)^2$ το οποίο αποτελεί βασικό εργαλείο απόδοσης ενός κυκλώματος στα χέρια των σχεδιαστών. Σε αυτήν την αναπαράσταση το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D}\right)^2$ παρέχεται στα γραφήματα για λόγους σύγκρισης πολλαπλασιαζόμενο με τον σταθερό όρο $S_D|_{\Delta N}$ του carrier number fluctuations μοντέλου όπως είδαμε και στο ΚΕΦ.3. Στην ουσία το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D}\right)^2$ συσχετίζεται άμεσα με τον παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$ του carrier number fluctuations μοντέλου όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.3.

γ) Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων στο gate που ισούται με $S_{\Delta V_{nG}^2} = S_{\Delta I_{nD}^2} / g_m^2$ και δ) μια κανονικοποιημένη μορφή του (γ) που προκύπτει αν αυτό πολλαπλασιαστεί με το εμβαδόν του καναλιού, δηλαδή με $W \cdot L$.

Σε αυτήν τη μορφή μπορούμε να βγάλουμε συμπεράσματα για το θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων στις διατάξεις μιας CMOS τεχνολογίας ανεξάρτητα από τη γεωμετρία.

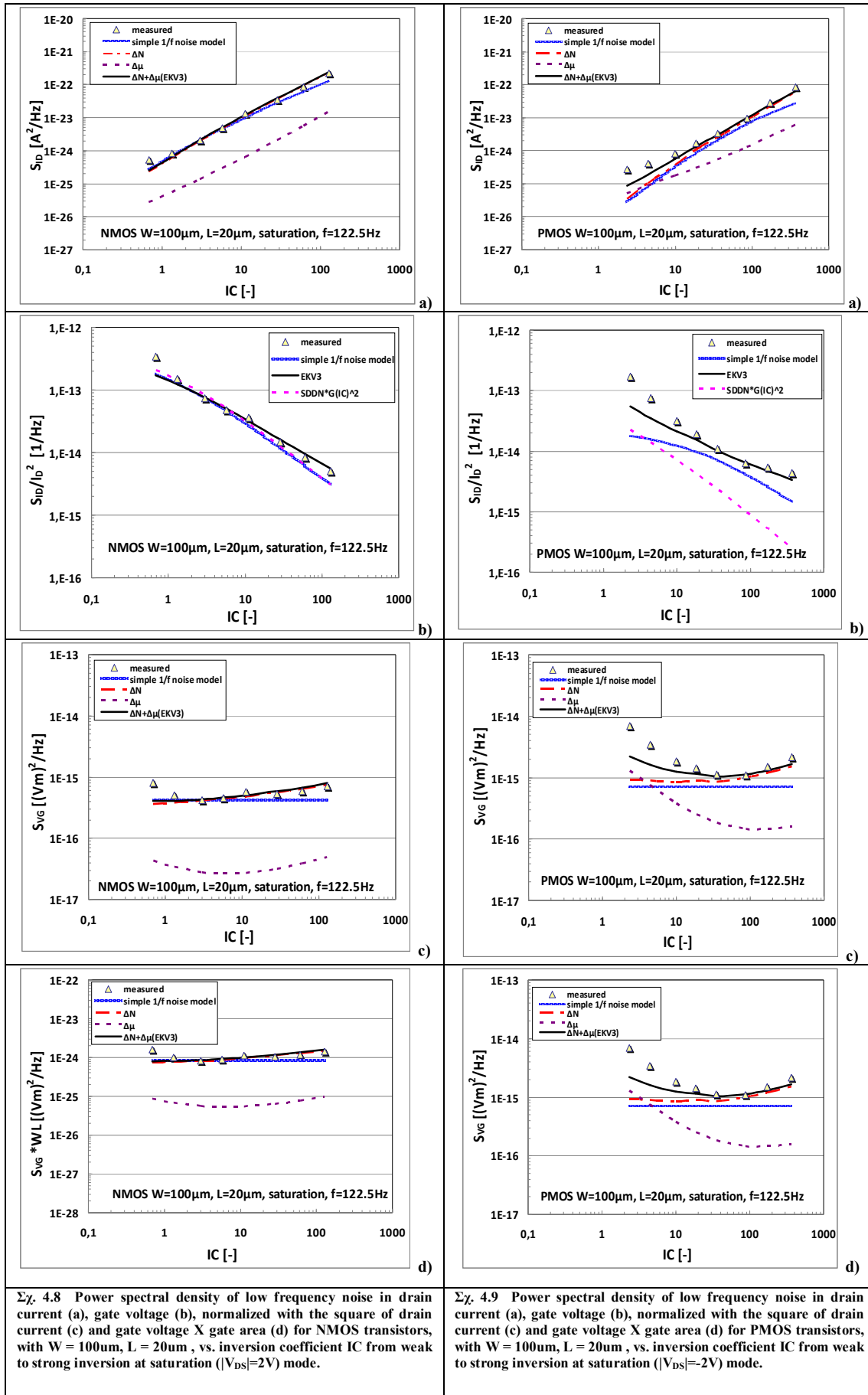
Τόσο τα δεδομένα μας όσο και το μοντέλο μας έπρεπε να απεικονιστούν στις παραπάνω τέσσερις μορφές. Τα δεδομένα που μετρήσαμε αλλά και αυτά που μας δώθηκαν ήταν στη μορφή θορύβου στο drain $S_{\Delta I_{nd}^2}$ ως προς τη συχνότητα. Εμείς για να κάνουμε την ανάλυση ως προς το δείκτη αντιστροφής έπρεπε να επιλέξουμε μία συχνότητα από αυτές που ήταν διαθέσιμες σε κάθε τεχνολογία (συνήθως τη χαμηλότερη) και να κάνουμε την ανάλυση μας. Έτσι για την 0.35um CMOS επιλέξαμε $f=122.5\text{Hz}$ που ήταν και η χαμηλότερη στα δεδομένα που είχαμε, για την 90nm CMOS $f=10\text{Hz}$ που ήταν και αυτή η χαμηλότερη που διαθέταμε ενώ για την 0.18um CMOS επιλέξαμε ένα εύρος συχνοτήτων από 2 μέχρι 45Hz (43 σημεία) και υπολογίσαμε ένα μέσο όρο του θορύβου ο οποίος σε αυτήν την περίπτωση ήταν κανονικοποιημένος αφού πριν βγει ο μέσος όρος έπρεπε να πολλαπλασιαστεί με την αντίστοιχη συχνότητα. Επειδή οι μετρήσεις θορύβου χαμηλών συχνοτήτων έχουν μια μορφή με αρκετές αυξομειώσεις λόγω σφαλμάτων κατά τη διάρκεια της μέτρησης, το να επιλέξουμε απλά μια τιμή του στην επιθυμητή συχνότητα δεν είναι πολύ σωστό. Πρέπει να γίνει μια διαδικασία interpolation. Παραδείγματος χάριν αν θέλουμε την τιμή του PSD του $1/f$ θορύβου για μια NMOS διάταξη συγκεκριμένης πόλωσης και γεωμετρίας, τεχνολογίας 90nm στα $f=10\text{Hz}$ πρέπει να πάρουμε όλες τις τιμές για ένα μικρό διάστημα (πχ 8-12Hz). Μπορεί η τιμή σε μία συγκεκριμένη συχνότητα να είναι πάνω σε κάποιο peak, ωστόσο παίρνοντας αρκετές τιμές κοντά σε αυτήν είμαστε σίγουροι ότι θα προκύψει η μορφή $1/f$ που θέλουμε και έτσι μπορούμε να υπολογίσουμε τη σωστή τιμή στη ζητούμενη συχνότητα. Για τις υπόλοιπες τρεις

μορφές του θορύβου ($\frac{S_{\Delta I_{nd}^2}}{I_D^2}, S_{\Delta V_{ng}^2}, S_{\Delta V_{ng}^2} WL$) γίνεται κατανοητό ότι η σωστή εξαγωγή

του DC μοντέλου έτσι ώστε να συμπίπτουν οι θεωρητικές και πειραματικές τιμές των ρευμάτων και των διαγωγιμοτήτων είναι κάτι απολύτως απαραίτητο και κρίσιμο. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, η σύγκριση θεωρητικών και πειραματικών αναπαραστάσεων του θορύβου δεν θεωρείται έγκυρη. Να πούμε επίσης ότι μεγεθή που είναι απαραίτητα για τον υπολογισμό του θορύβου όπως φορτία q_s, q_d , κινητικότητα μ , συντελεστής κλίσης n , μήκος καναλιού L_{eff} και η μείωση του λόγω CLM ΔL_{clm} υπολογίζονται και αυτά από το DC μοντέλο. Όλα συνηγορούν ότι η σωστή εξαγωγή των DC παραμέτρων αποτελεί ένα από τα πιο κρίσιμα σημεία αυτής της ανάλυσης.

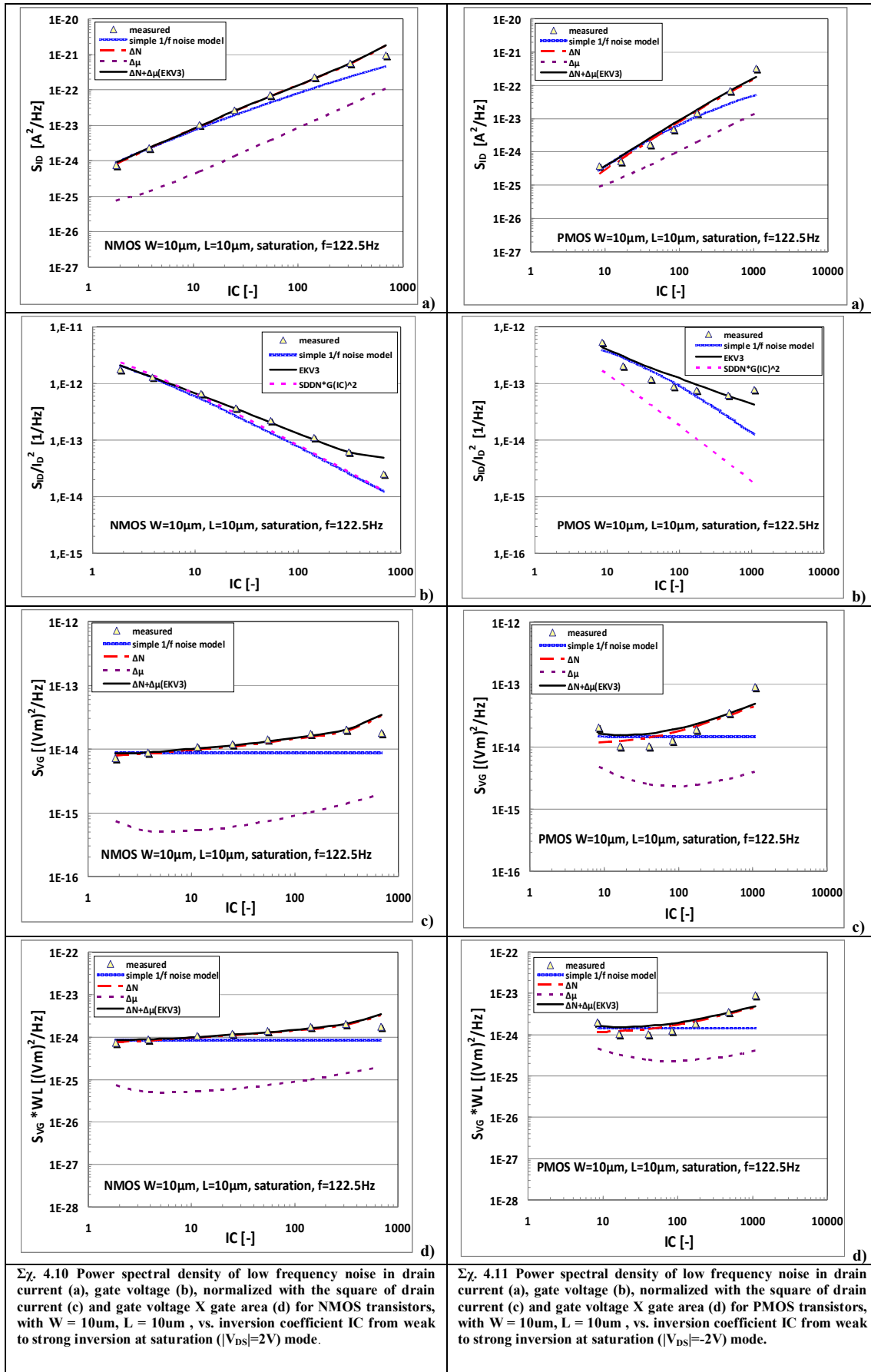
4.2.1 CMOS 0.35um

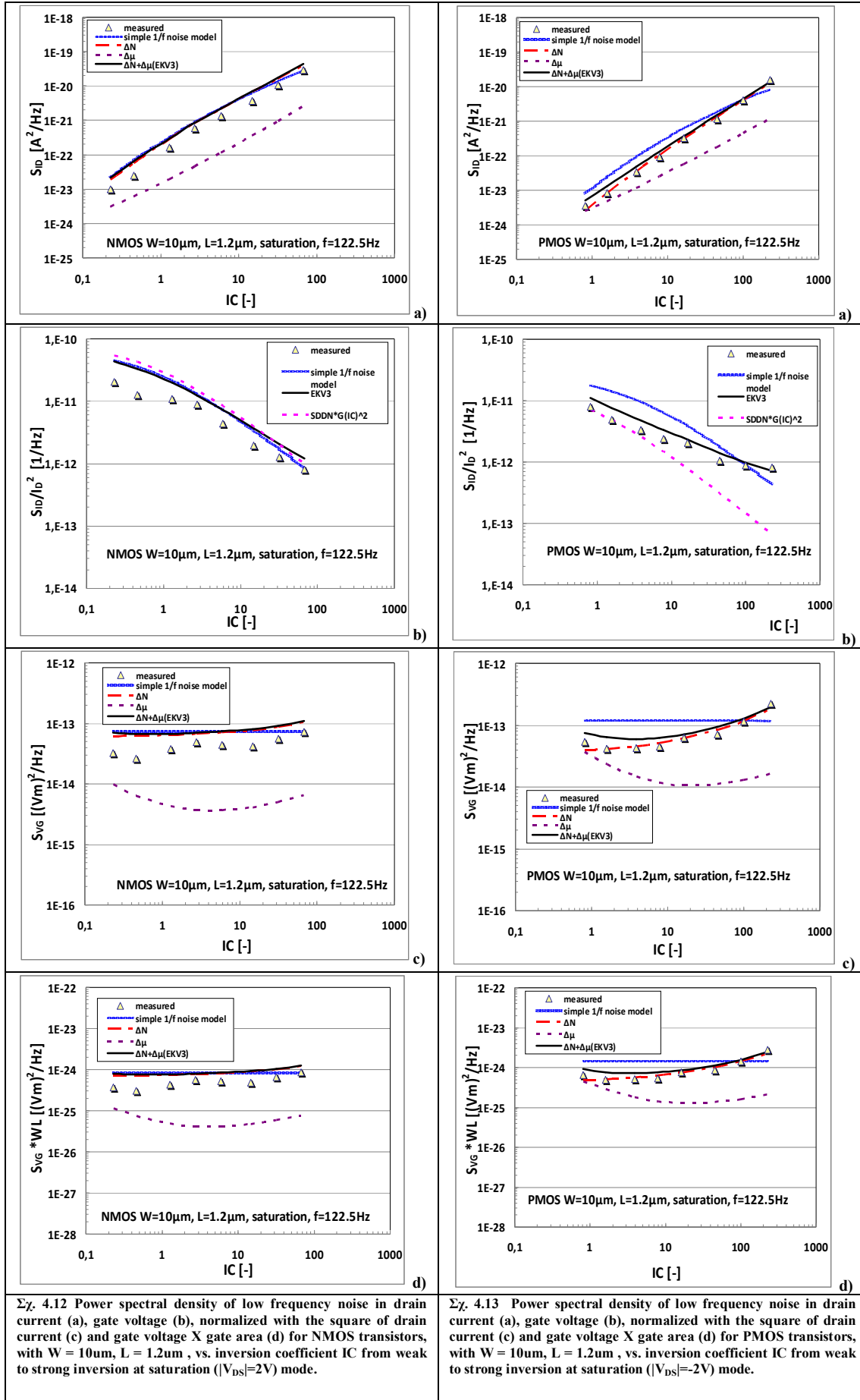
Οι μετρήσεις $1/f$ θορύβου που διαθέτουμε είναι για τέσσερις NMOS/PMOS γεωμετρίες ($W/L=100\mu\text{m}/20\mu\text{m}, 10\mu\text{m}/10\mu\text{m}, 10\mu\text{m}/1.2\mu\text{m}, 10\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$) για $V_D=2\text{V}$, δηλαδή μόνο σε κορεσμό. Επίσης αν εξαιρέσουμε το short τρανζίστορ (10X0.35), στις υπόλοιπες περιπτώσεις δεν έχουμε μετρήσεις ασθενούς αντιστροφής. Το φάσμα συχνοτήτων είναι 122.5Hz μέχρι 1MHz ενώ DC δεδομένα είχαμε μόνο για τα NMOS. Το PMOS DC μοντέλο του EKV μας δώθηκε χωρίς δεδομένα, δηλαδή είχαμε τις παραμέτρους απλά αυτές δεν εξάχθηκαν από εμάς. Ακολουθούν τα γραφήματα και στη συνέχεια η ανάλυση τους.

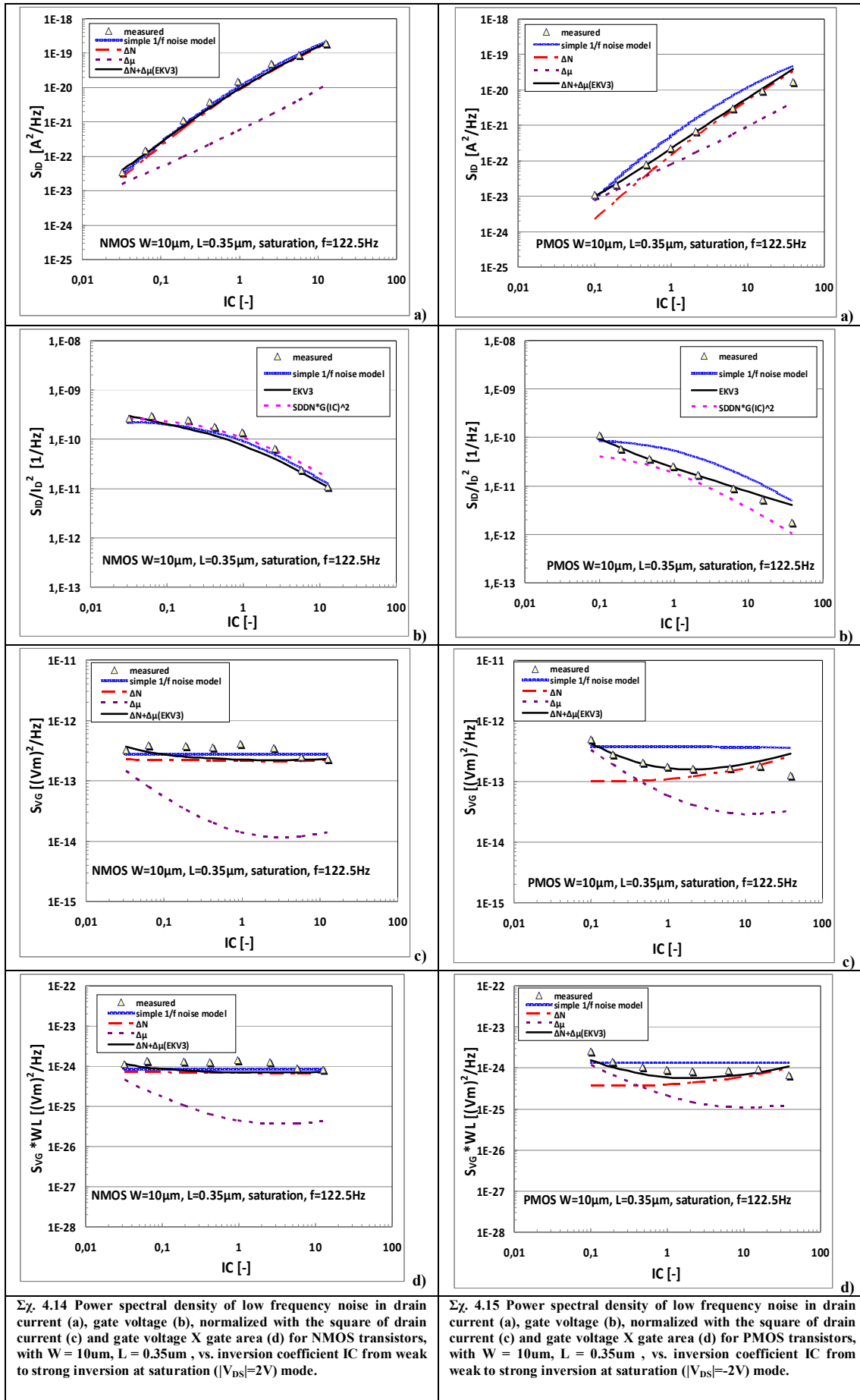


Σχ. 4.8 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for NMOS transistors, with W = 100μm, L = 20μm, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at saturation ($|V_{DS}|=2V$) mode.

Σχ. 4.9 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for PMOS transistors, with W = 100μm, L = 20μm, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at saturation ($|V_{DS}|=2V$) mode.







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

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

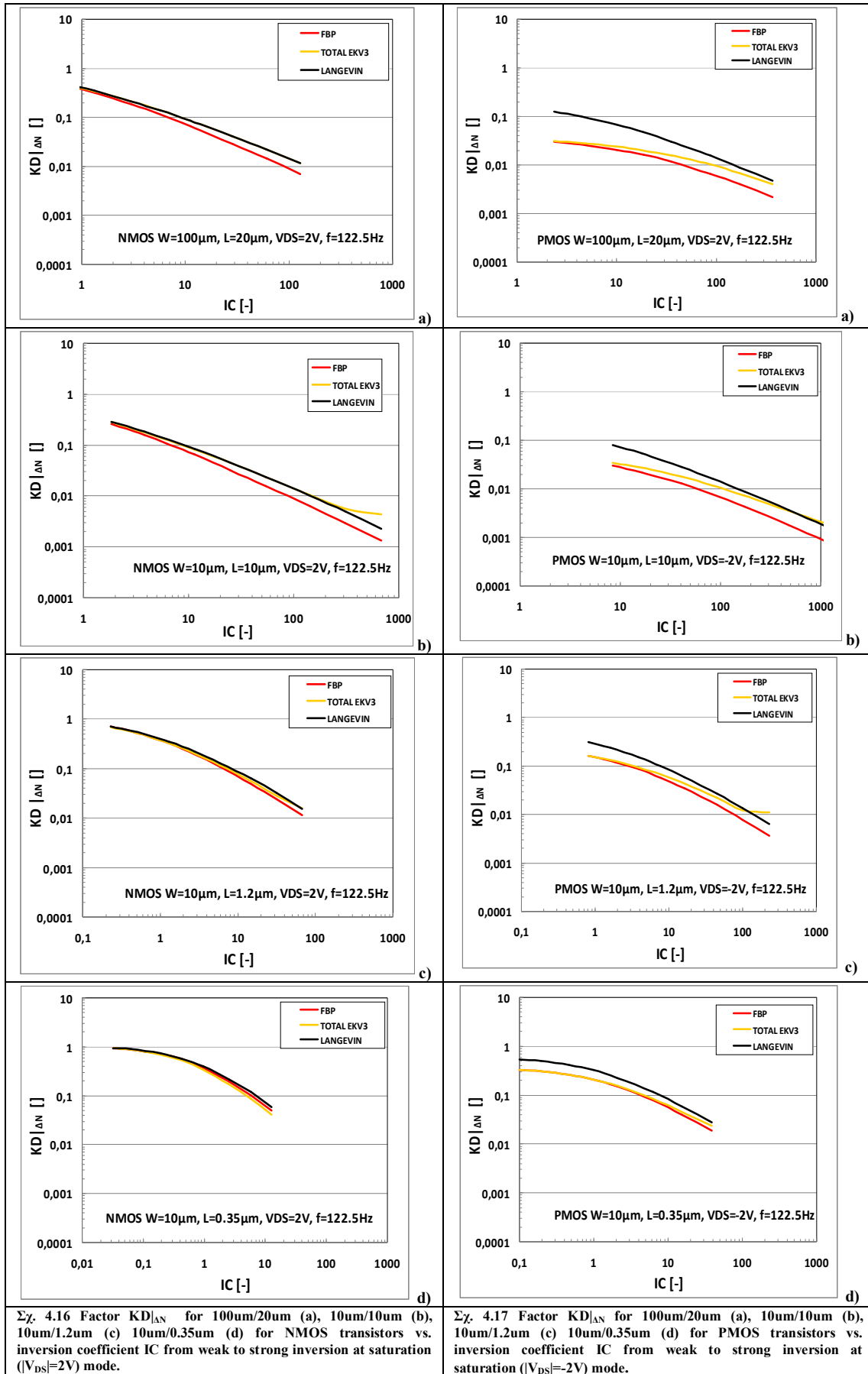
μοντέλο) παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D} \right)^2$ και αυτό είναι κάτι

πολύ ενθαρρυντικό. Βέβαια για να μπορούμε να έχουμε μια ολοκληρωμένη εικόνα θα έπρεπε να έχουμε αποτελέσματα και για γραμμική περιοχή λειτουργίας των τρανζίστορ καθώς και σε κάποιες περιπτώσεις πιο χαμηλή αντιστροφή. Το μοντέλο εξωτερικών σειριακών αντιστάσεων που είδαμε στο KEF3 φαίνεται να μην επηρεάζει το συνολικό θόρυβο γιατί έχει παραληφθεί από τα αποτελέσματα. Παρακάτω ακολουθεί ο πίνακας με τις τιμές των παραμέτρων $1/f$ θορύβου που εξάχθηκαν για την CMOS 0.35um τεχνολογία τόσο για NMOS όσο και για PMOS.

PARAMETERS	SYMBOL	NMOS	PMOS
NT	N_t	$1,5 \cdot 10^{41}$	$3 \cdot 10^{40}$
HOOGE	α_H	$7 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-6}$
ALPHA	α_C	$3 \cdot 10^3$	10^5
EC	E_C	$1,3 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$

Πίνακας 1. Παράμετροι μοντέλου flicker θορύβου (EKV3) για CMOS 0.35um

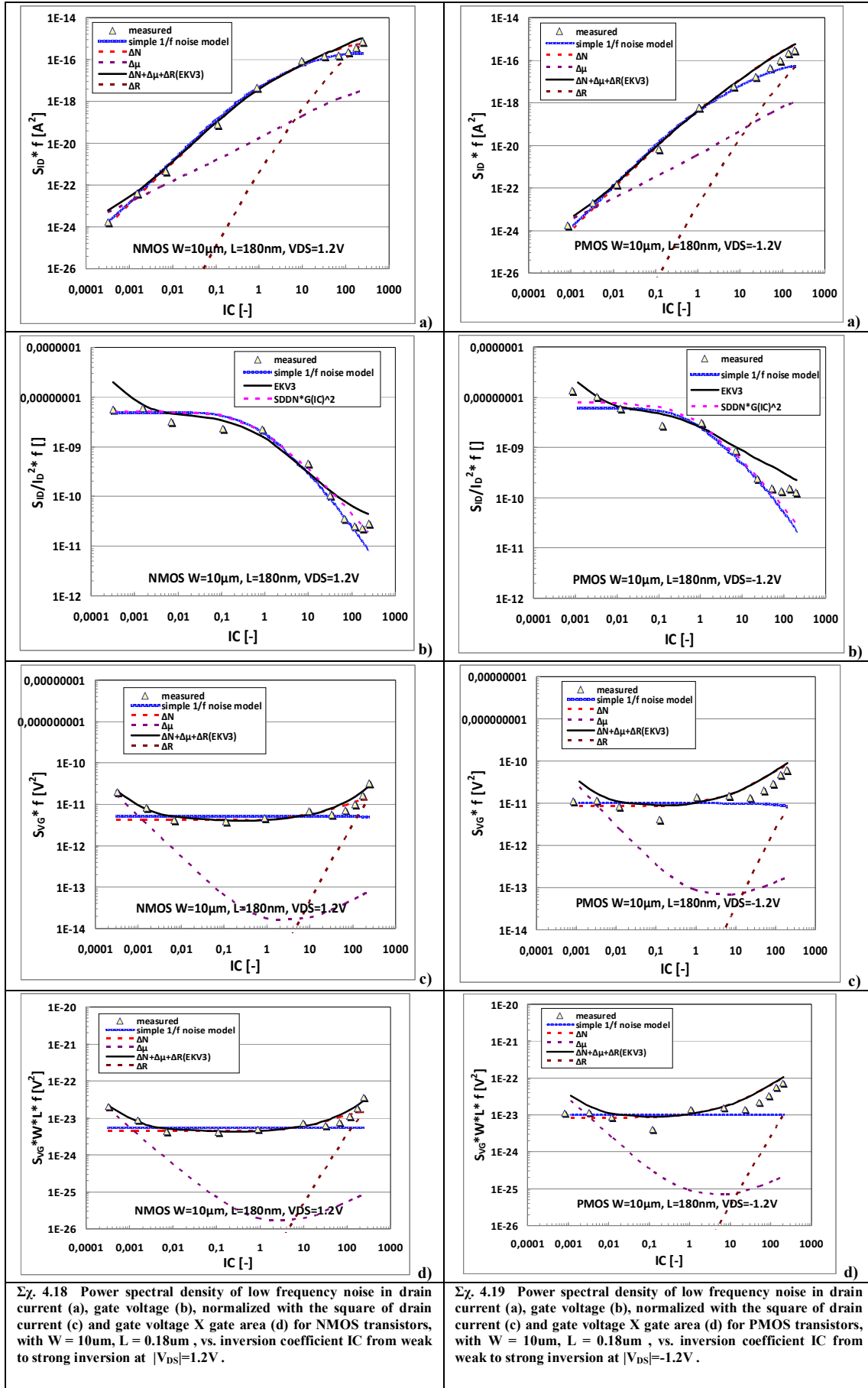
Ακολουθούν κάποια γραφήματα του παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$ για όλες τις γεωμετρίες τόσο για NMOS όσο και για PMOS τρανζίστορ. Σε κάθε γράφημα αναπαριστώνται οι τρεις διαφορετικές μορφές που μπορεί να πάρει δηλαδή: FBP, LANGEVIN και TOTAL EKV3 που περιέχει όλα τα φαινόμενα που επηρεάζουν τον $1/f$ θόρυβο. Όπως ήταν αναμενόμενο η FBP σε κορεσμό υπολογίζει λιγότερο θόρυβο απ'ότι στην πραγματικότητα ενώ από την άλλη η LANGEVIN υπολογίζει περισσότερο. Η σωστή λύση (TOTAL EKV3) είναι κάπου στη μέση. Αυτό βέβαια εξαρτάται και από την περίπτωση αφού η μείωση της κινητικότητας λόγω velocity saturation σε short τρανζίστορ μειώνει το θόρυβο αλλά η μείωση του μήκους καναλιού λόγω channel length modulation αυξάνει το θόρυβο στις ίδιες διατάξεις.

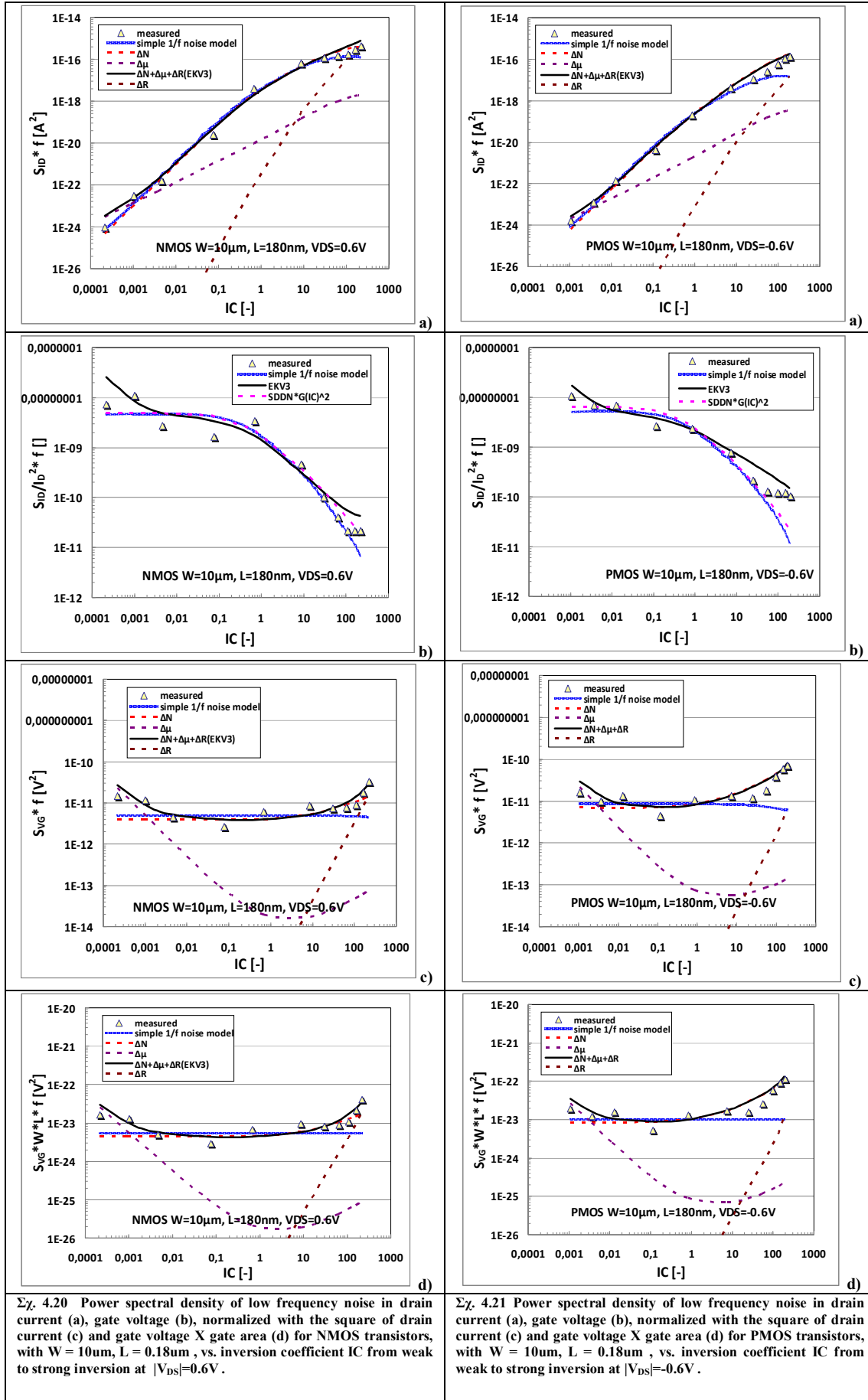


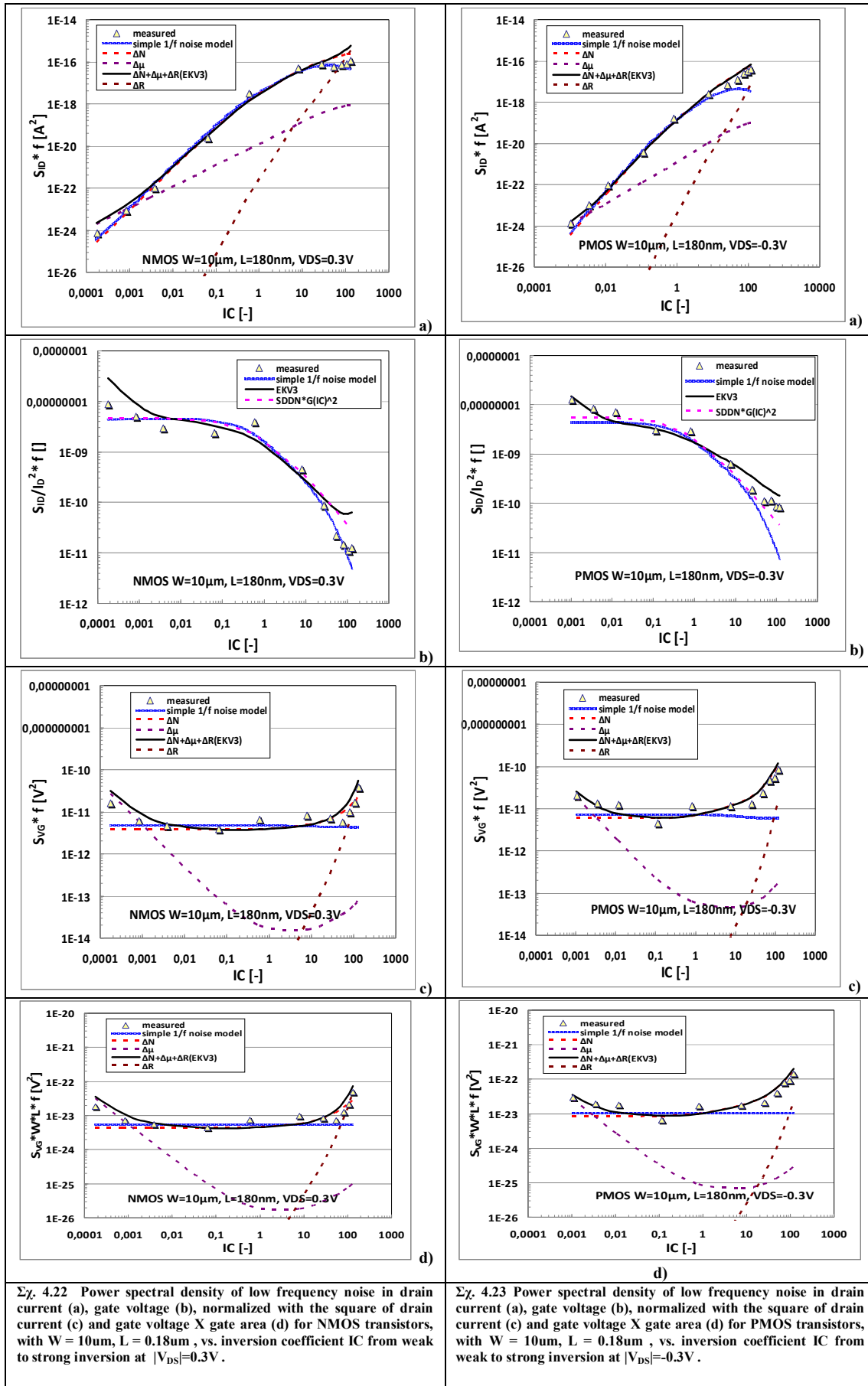
4.2.2 CMOS 0.18um

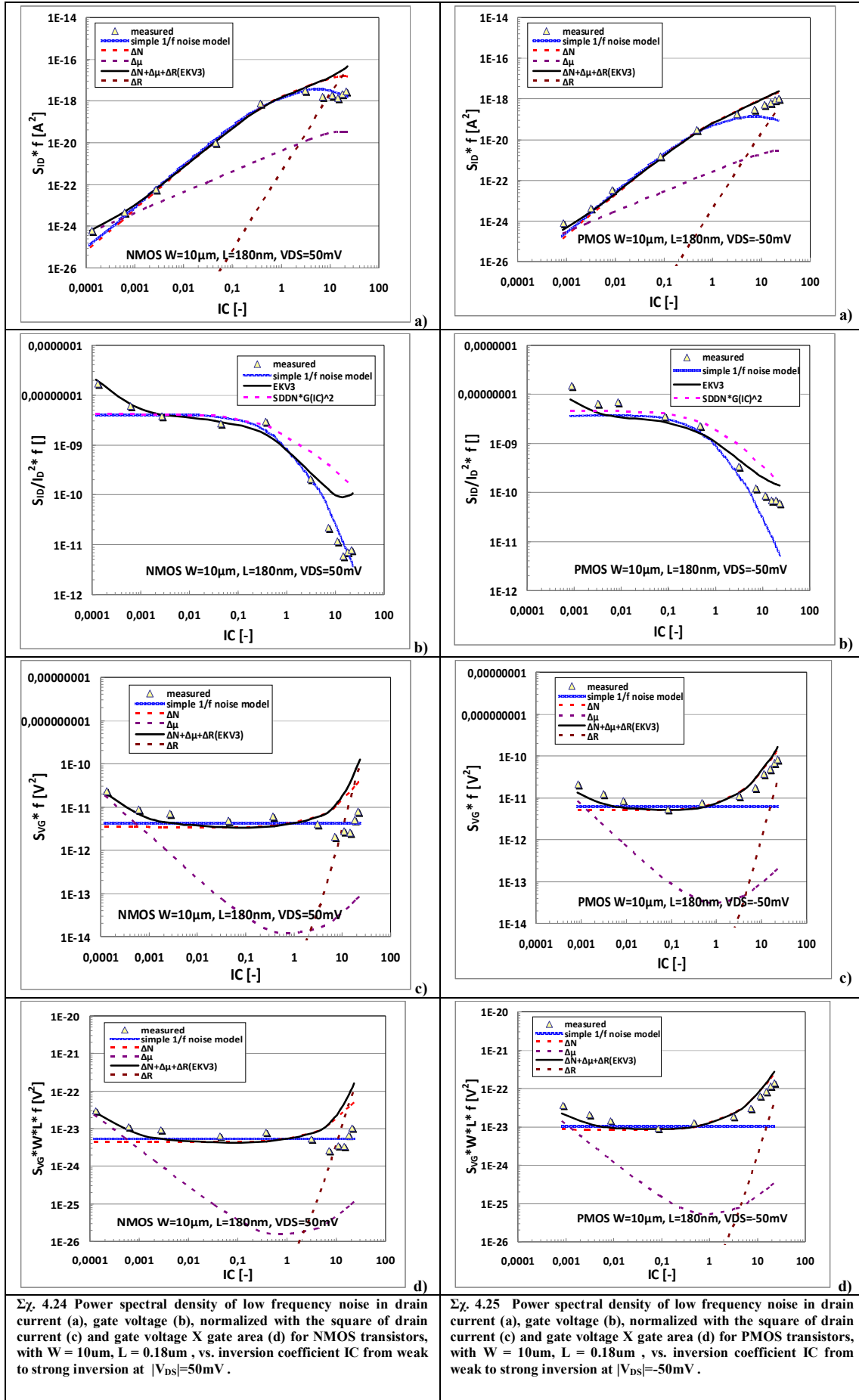
Όπως προαναφέραμε στη συγκεκριμένη τεχνολογία οι μετρήσεις $1/f$ θορύβου πραγματοποιήθηκαν από εμάς στο εργαστήριο. NMOS και PMOS διατάξεις δύο γεωμετριών μετρήθηκαν. Η μία ήταν μια long γεωμετρία με $W=5\mu\text{m}$ και $L=2\mu\text{m}$ και η άλλη μία short με $W=10\mu\text{m}$ και $L=0.18\mu\text{m}$. Καλύψαμε ένα πολύ μεγάλο φάσμα της τάσης στην πύλη ($0.4\text{V} > V_G > 1.6\text{V}$) και κατά συνέπεια της αντιστροφής ενώ οι μετρήσεις έγιναν για τέσσερις διαφορετικές τιμές της τάσης στο drain ($V_D = 50\text{mV}$, 300mV , 600mV , and 1.2V) έτσι ώστε να έχουμε αποτελέσματα τόσο για γραμμική περιοχή και κορεσμό όσο και για ενδιάμεσες καταστάσεις. Τα φάσματα των μετρήσεων μας σε γενικές γραμμές παρουσιάζουν συμπεριφορά $1/f$ θορύβου. Για να έχουμε μεγαλύτερη ακρίβεια, η κάθε μέτρηση επαναλήφθηκε τρεις φορές σε διαφορετικές τοποθεσίες πάνω στο wafer και στη συνέχεια κάθε σημείο του φάσματος κανονικοποιήθηκε με το να πολλαπλασιαστεί με τη συχνότητα που αντιστοιχεί. Κατόπιν υπολογίσαμε ένα μέσο όρο στο φάσμα από 2 μέχρι 45Hz και αυτός ο μέσος όρος απεικονίζεται για κάθε πόλωση και γεωμετρία όσον αφορά τα πειραματικά δεδομένα στα γραφήματα που παρουσιάζονται παρακάτω. Το συνολικό φάσμα συχνοτήτων είναι 2Hz μέχρι 1.7KHz ενώ πήραμε και αναλυτικές DC μετρήσεις πάνω στις ίδιες διατάξεις έτσι ώστε να εξάγουμε σωστά και το DC EKV3 μοντέλο. Πλέον οι τέσσερις διαφορετικές αναπαραστάσεις του θορύβου που φαίνονται στα γραφήματα είναι πολλαπλασιασμένες με τη συχνότητα. Να αναφέρουμε εδώ ότι λόγω υψηλού system noise στη διάταξη PMOS $5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ δεν καταφέραμε να πάρουμε μέτρηση για αρκετά ασθενή αντιστροφή. Επίσης όπως φαίνεται και από τα γραφήματα, οι μετρήσεις για ισχυρή αντιστροφή είναι πολύ πιο ακριβείς στα PMOS μιας και η παρουσία N-πηγαδιού στην συνδεσμολογία τους πάνω στο wafer τους παρέχει περισσότερο προστασία και αντοχή σε σχέση με τα NMOS πράγμα το οποίο φαίνεται ιδιαίτερα στην γραμμική περιοχή των short NMOS διατάξεων.

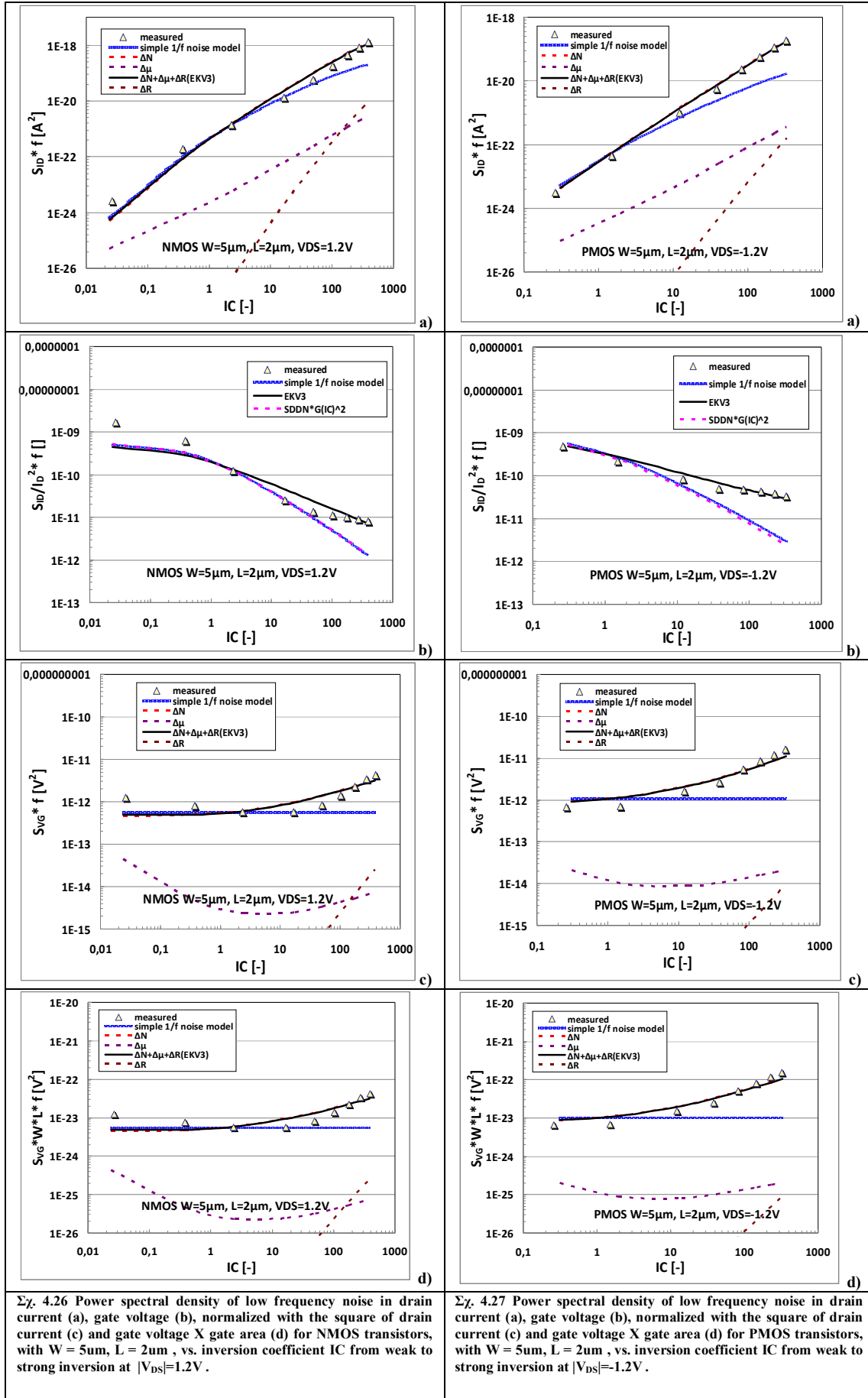
Βλέπουμε ότι για κάθε γεωμετρία και κάθε διαφορετική τιμή του V_D παρέχονται τα γραφήματα για τις τέσσερις διαφορετικές αναπαραστάσεις του $1/f$ θορύβου τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις. Οι ίδιες περιπτώσεις NMOS και PMOS όσον αφορά τη γεωμετρία αλλά και τη μορφή του θορύβου παραθέτονται η μία δίπλα στην άλλη για να είναι άμεσες οι συγκρίσεις. Κάθε γράφημα αποτελείται από τις εξής αναπαραστάσεις: πειραματικά δεδομένα, συνολικό μοντέλο EKV3 ($\Delta N + \Delta \mu + \Delta R$), carrier number fluctuation μοντέλο (ΔN), mobility fluctuation μοντέλο ($\Delta \mu$), series access resistance μοντέλο (ΔR) και το απλό $1/f$ μοντέλο που υπάρχει ήδη στο EKV για να γίνουν οι απαραίτητες συγκρίσεις. Στη συνέχεια ακολουθούν κάποιες συγκεντρωτικές γραφικές που περιέχουν τις τρεις από τις τέσσερις αναπαραστάσεις του θορύβου (εκτός από το $S_{\Delta V_{ng}^2} WL$) για κάθε μια από τις δύο γεωμετρίες για NMOS και PMOS διατάξεις. Το κάθε τέτοιο γράφημα περιέχει τα δεδομένα και το συνολικό μοντέλο για όλες τις τιμές του V_D . Τέλος ακολουθούν και τα γραφήματα του παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$ για όλες τις γεωμετρίες και τις τιμές του V_D τόσο για NMOS όσο και για PMOS τρανζίστορ. Όπως και στην $0.35\mu\text{m}$ τεχνολογία σε κάθε γράφημα αναπαριστώνται οι τρεις διαφορετικές μορφές που μπορεί να πάρει δηλαδή : FBP, LANGEVIN και TOTAL EKV3 που περιέχει όλα τα φαινόμενα που επηρεάζουν τον $1/f$ θόρυβο.

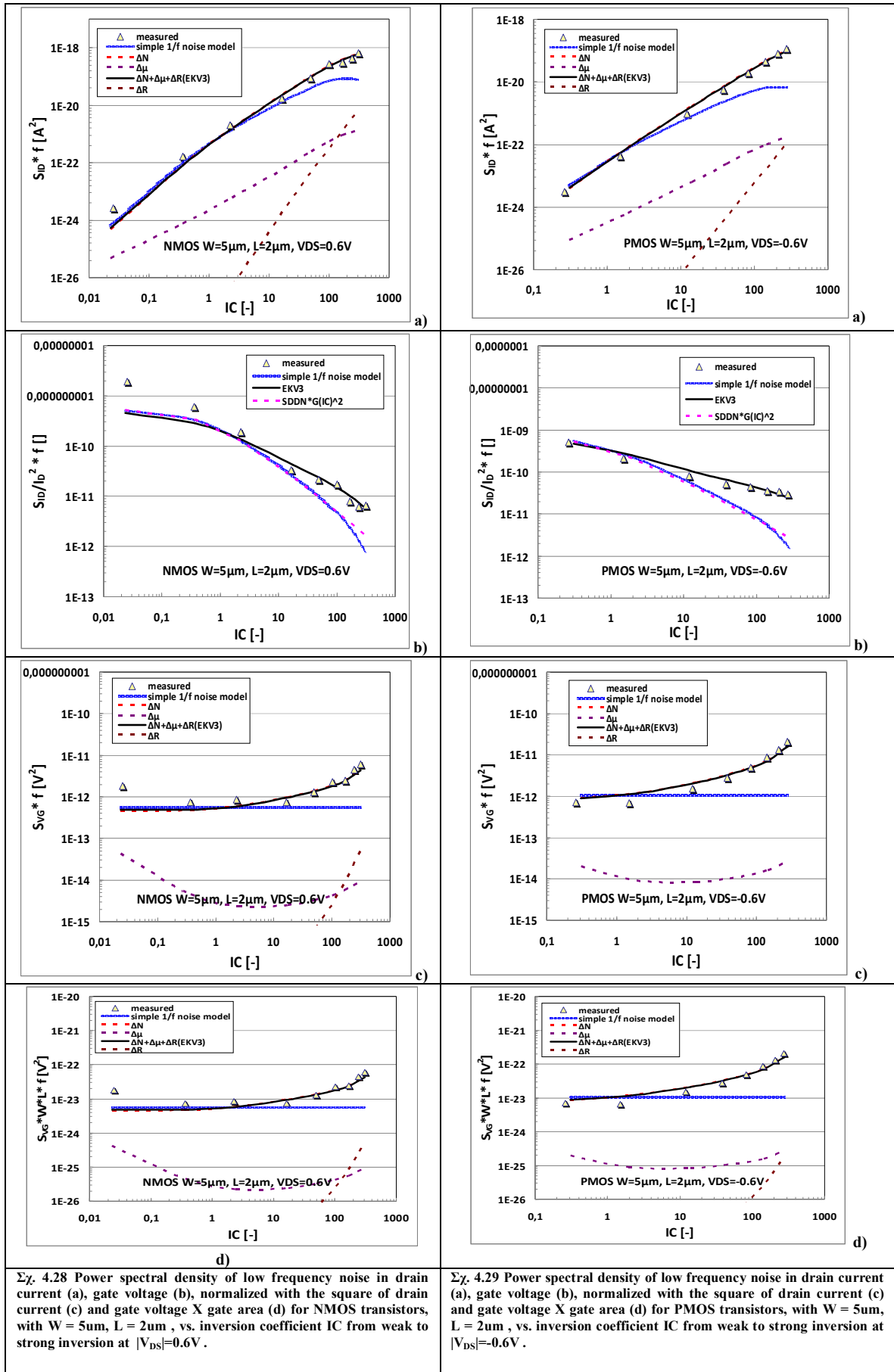


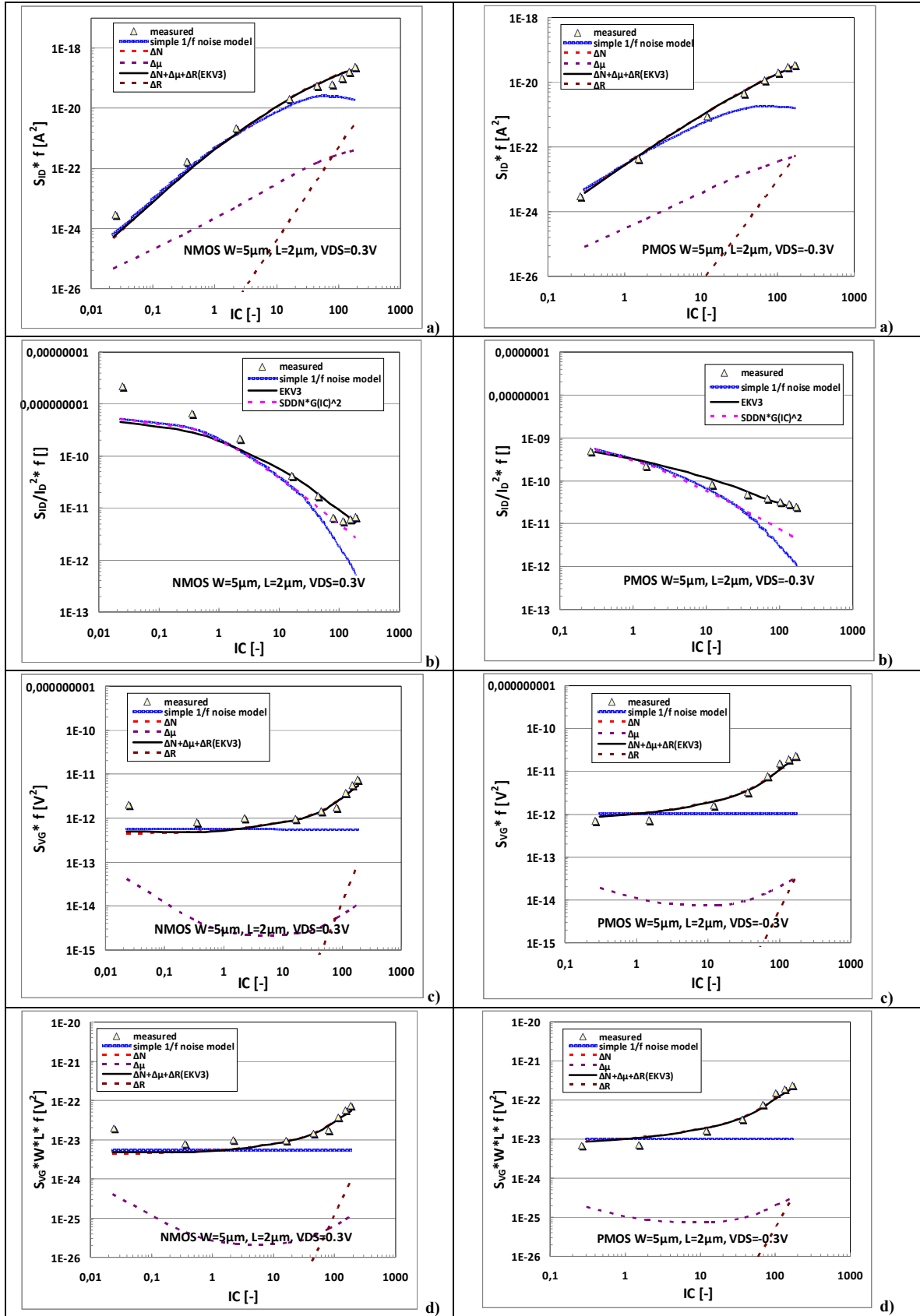






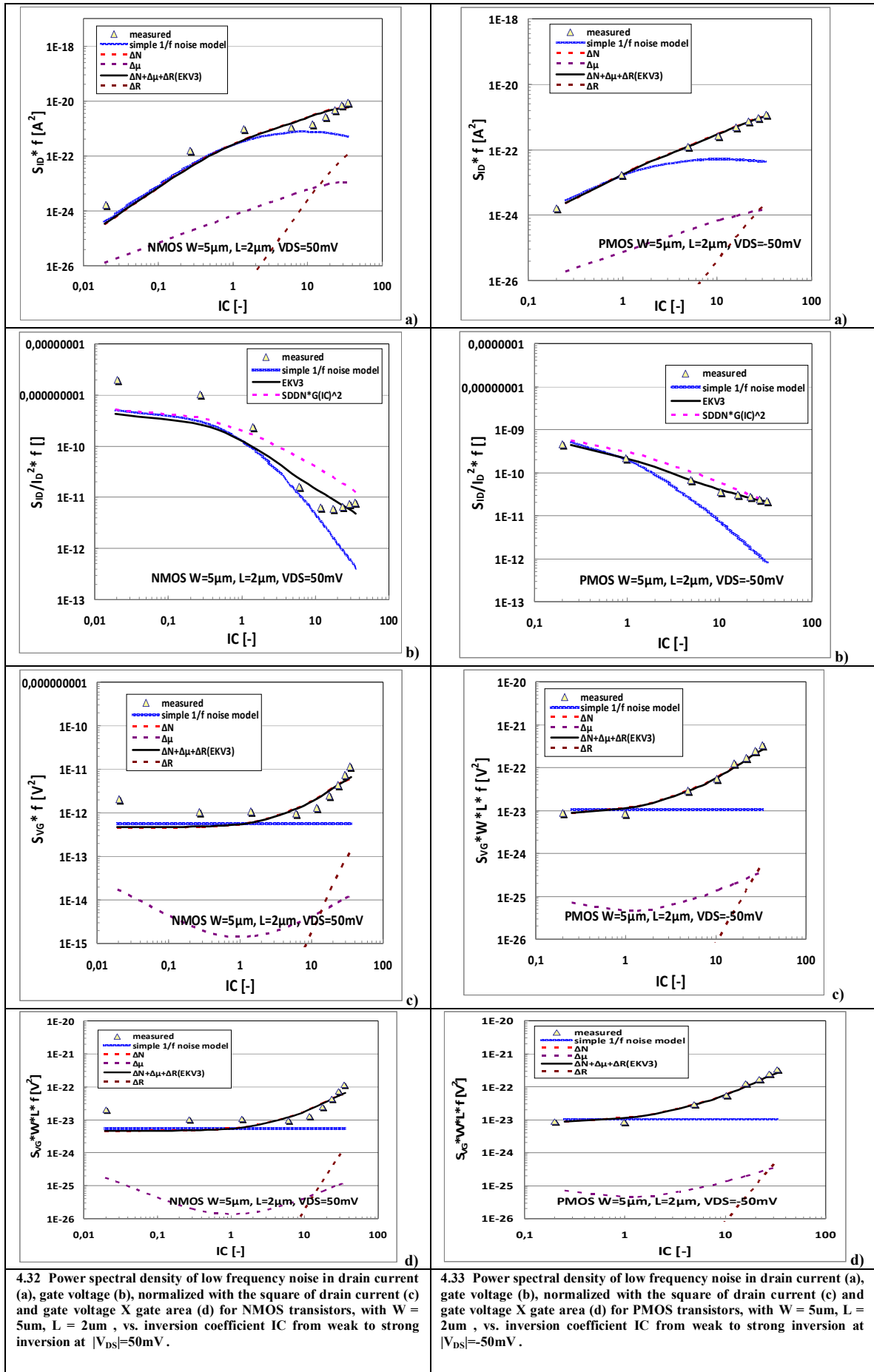




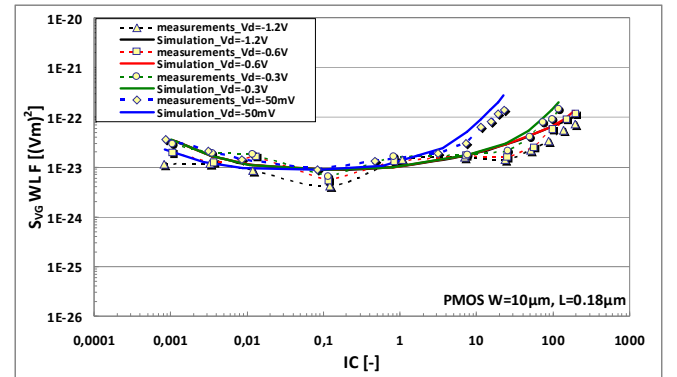
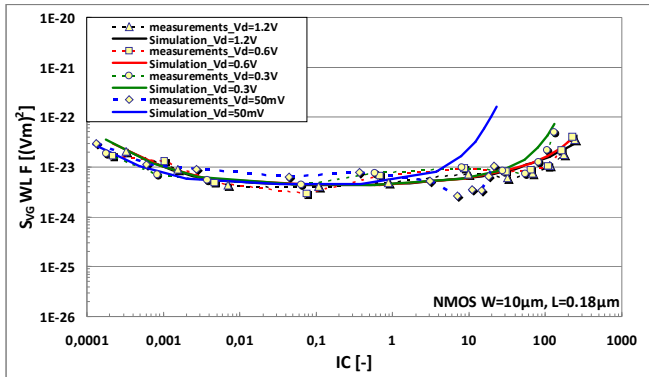
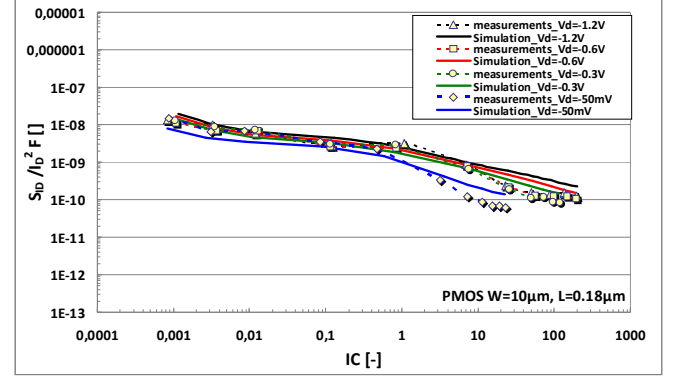
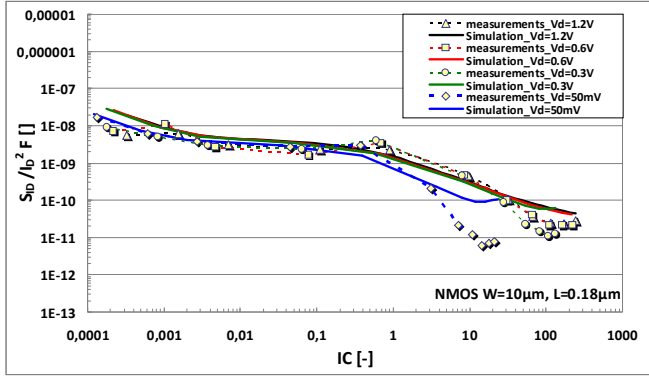
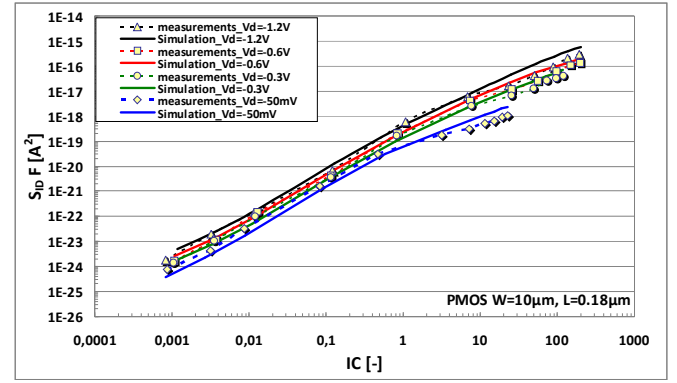
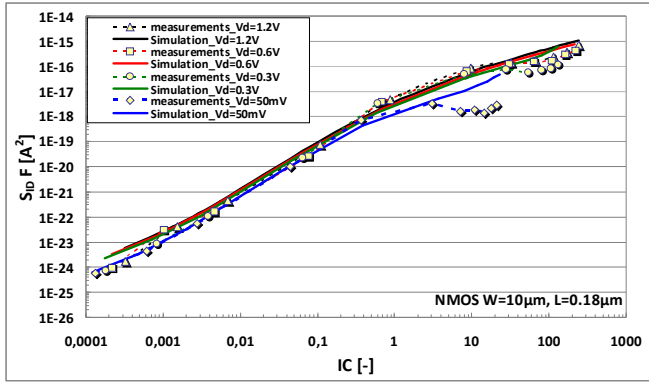


Σχ. 4.30 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for NMOS transistors, with W = 5μm, L = 2μm, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at |V_{DS}|=0.3V.

Σχ. 4.31 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for PMOS transistors, with W = 5μm, L = 2μm, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at |V_{DS}|=0.3V.



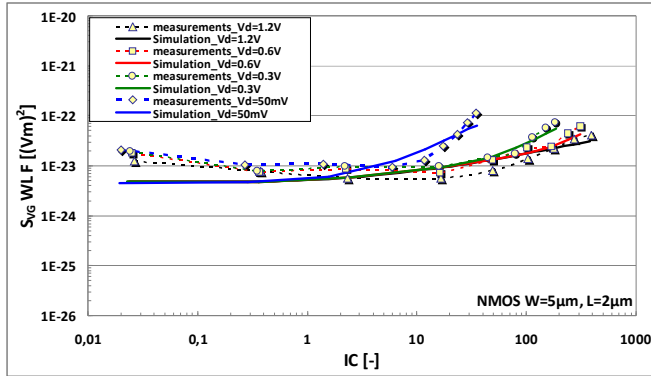
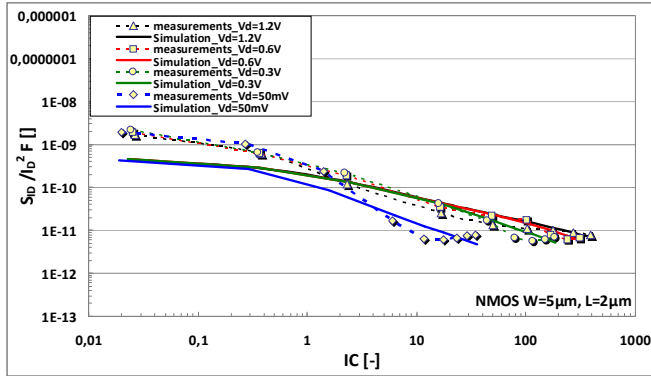
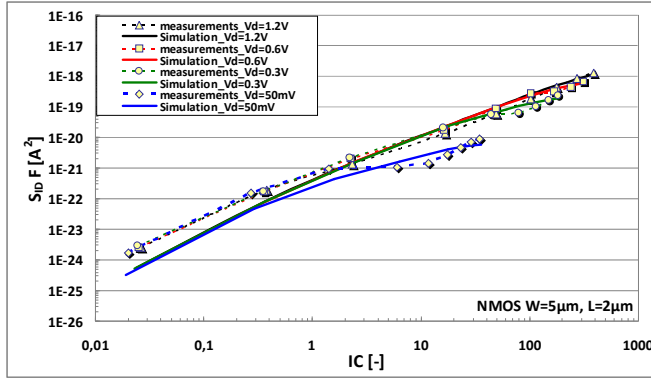
Χαρακτηρισμός θορύβου χαμηλών συχνοτήτων σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες



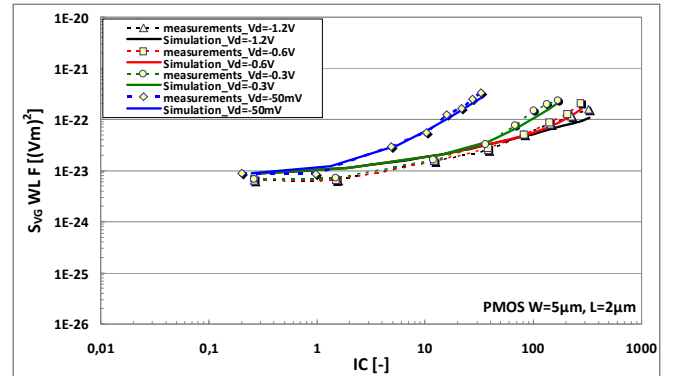
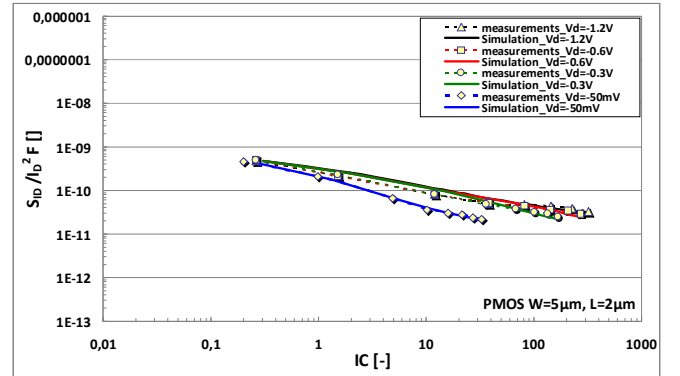
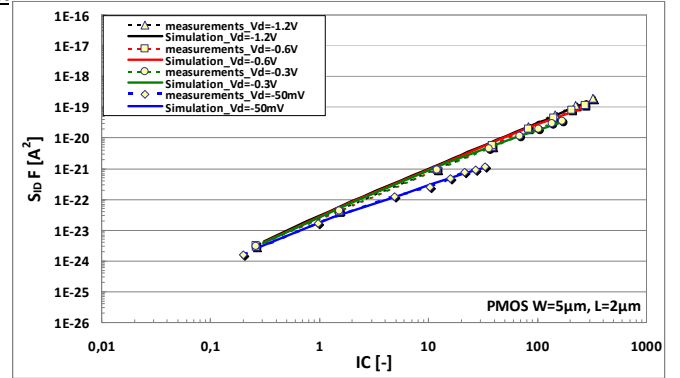
Σχ. 4.34 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), normalized with the square of drain current (b) and gate voltage (c) for NMOS transistors, with $W = 10\mu\text{m}$, $L = 180\text{nm}$, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion. Linear ($|V_{DS}|=50\text{mV}$) and saturation ($|V_{DS}|=1.2, 0.6, 0.3\text{V}$) modes are shown for both measurement (markers) and model (lines).

Σχ. 4.35 Same as Σχ. 4.34 for PMOS transistors, with $W = 10\mu\text{m}$, $L = 180\text{nm}$.

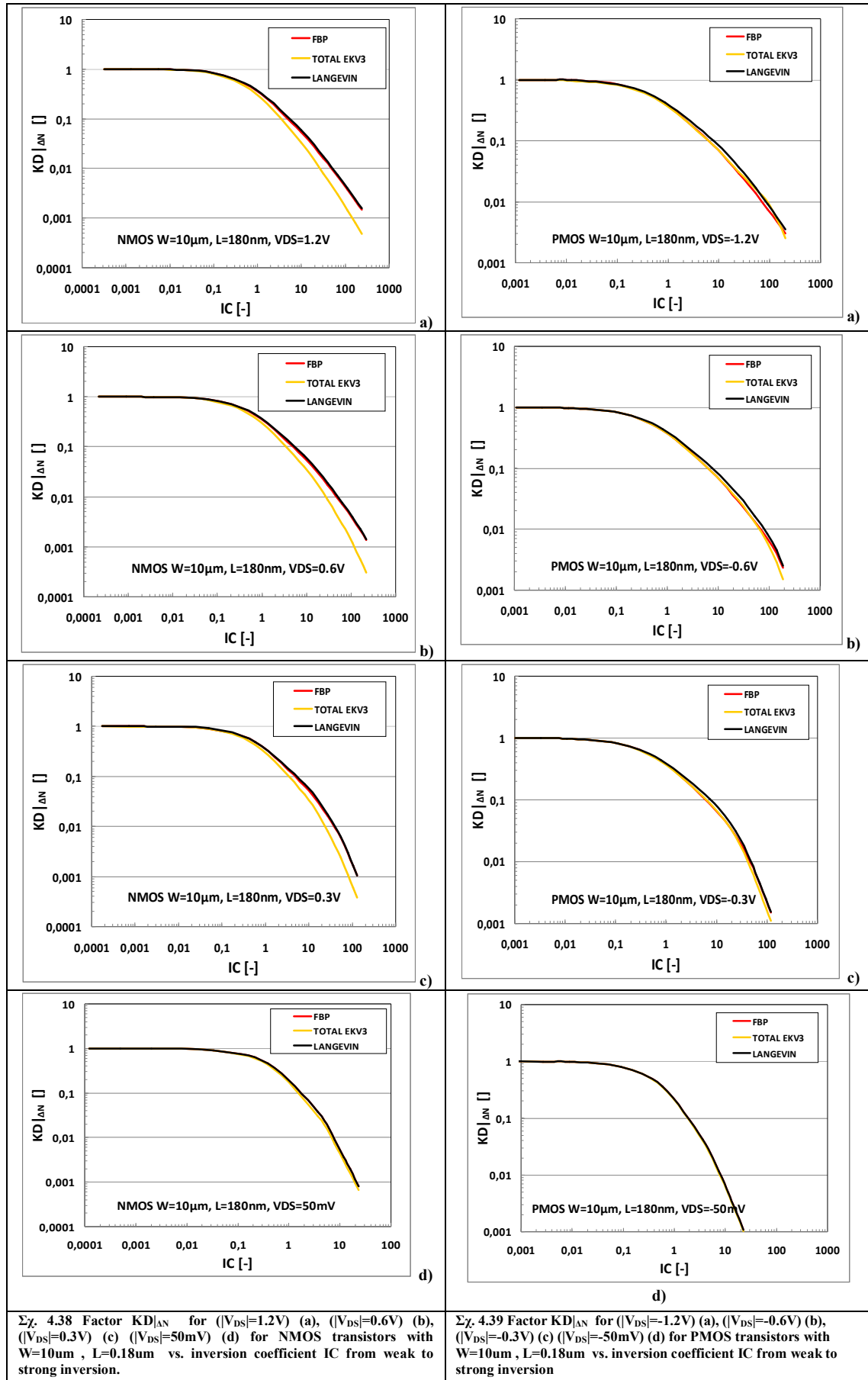
Χαρακτηρισμός θορύβου γαμπλών συκνοτήτων σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες

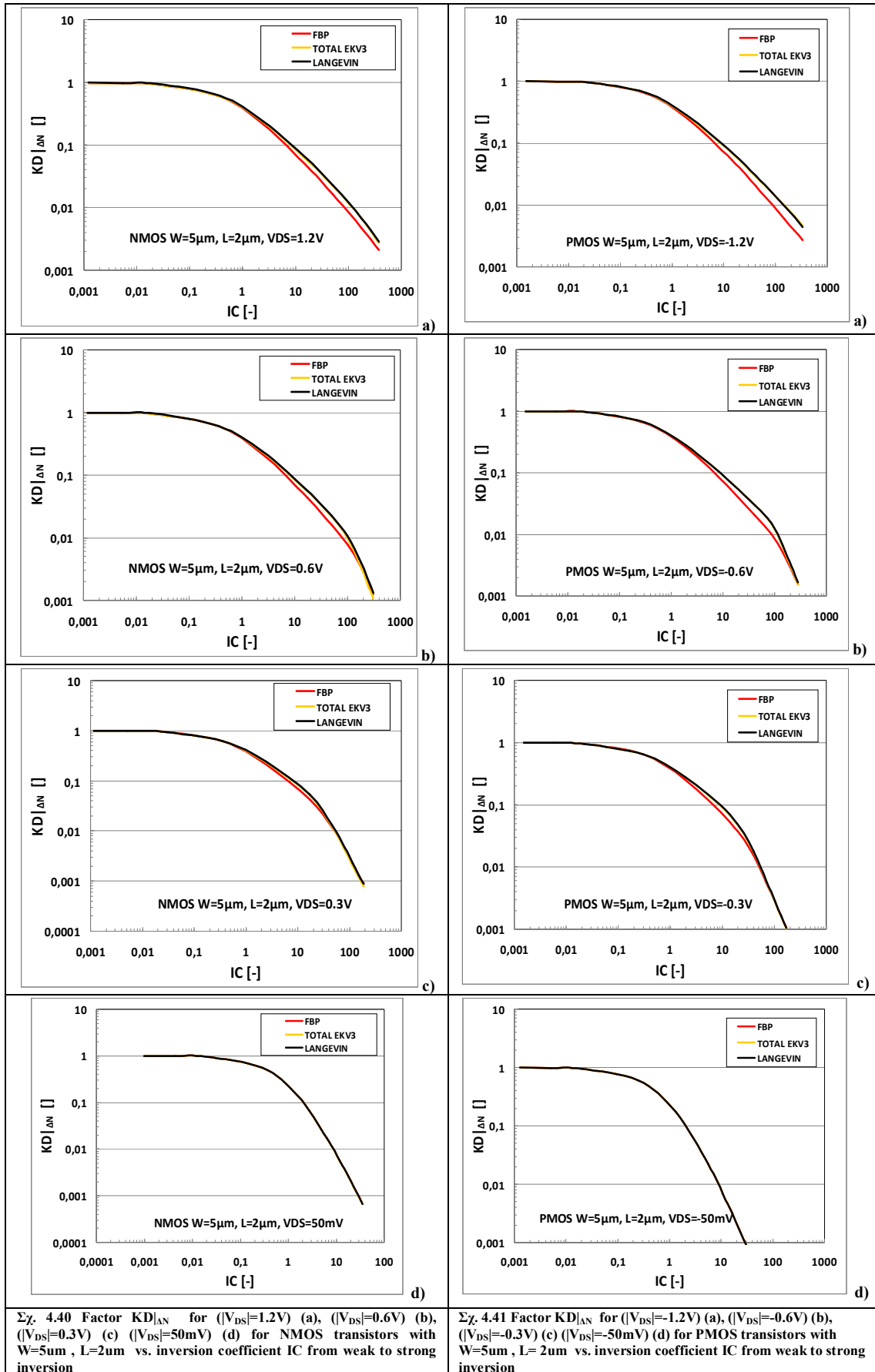


Σχ. 4.36. Same as Σχ. 4.35, NMOS transistor, with W = 5μm, L = 2μm.



Σχ. 4.37. Same as Σχ. 4.38, for PMOS transistor, with W = 5μm, L = 2μm.





Τα επιμέρους συμπεράσματα που μπορούμε να βγάλουμε για τη συμπεριφορά του μοντέλου μας στη συγκεκριμένη τεχνολογία είναι τα εξής: Σε αντίθεση με την 0.35μm τεχνολογία, το μοντέλο των εξωτερικών αντιστάσεων φαίνεται να επηρεάζει τη συνολική συμπεριφορά του θορύβου στο short τρανζίστορ σε περιοχή κορεσμού τόσο για NMOS όσο και για PMOS σε πολύ ισχυρή αναστροφή βέβαια όπως αυτό προκύπτει και από την θεωρία (ΚΕΦ3). Αντίθετα στο long τρανζίστορ δεν φαίνεται κάποια τέτοια επιρροή μιας και το ρεύμα είναι μικρότερο σε long διατάξεις σε σχέση με τις short και άρα δεν πάμε σε περιοχές λειτουργίας πολύ ισχυρής αντιστροφής. Επίσης το μοντέλο φαίνεται να λειτουργεί πάρα πολύ καλά για όλες τις περιπτώσεις πόλωσης και γεωμετρίας εκτός από την ισχυρή αντιστροφή του NMOS 10/0.18 σε γραμμική περιοχή λειτουργίας. Όπως όμως έχουμε αναφέρει στη συγκεκριμένη διάταξη και για τη συγκεκριμένη πόλωση είχαμε πρόβλημα στη μέτρηση λόγω της απουσίας N-πηγαδιού για τα NMOS τρανζίστορ. Είναι εντυπωσιακό ότι σε όλες τις υπόλοιπες περιπτώσεις το μοντέλο μας φαίνεται πολύ καλύτερο από το απλό μοντέλο χαμηλού θορύβου που χρησιμοποιούνταν μέχρι τώρα στο EKV3. Βλέπουμε επίσης ότι

σε όλες τις περιπτώσεις το $\frac{S_{\Delta I_D^2}}{I_D^2}$ (μετρήσεις, μοντέλο) παρουσιάζει παρόμοια

συμπεριφορά με το $\left(\frac{g_m n U_T}{I_D}\right)^2$ και αυτό είναι κάτι πολύ ενθαρρυντικό. Όσον αφορά

τη γραφική απεικόνιση του παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$, όλα φαίνεται να συμφωνούν με την θεωρία. Δηλαδή για short τρανζίστορ, όντως το TOTAL EKV3 είναι πιο χαμηλά από το LANGEVIN σε ισχυρή αντιστροφή και σε κορεσμό λόγω κυρίως του φαινομένου velocity saturation. όπως ήταν αναμενόμενο. Αυτό βέβαια παρατηρείται πιο έντονα στα NMOS τρανζίστορ αφού στα PMOS το velocity saturation είναι λιγότερο έντονο. Σε γραμμική περιοχή και για LONG τρανζίστορ τα δύο αυτά μοντέλα συμπίπτουν αφού σε αυτές της περιπτώσεις τα φαινόμενα velocity saturation και channel length modulation είναι μη ενεργά. Επίσης το FBP είναι πιο κάτω από τον πραγματικό θόρυβο σε όλες τις περιπτώσεις εκτός από την γραμμική περιοχή λειτουργίας όπου εκεί φαίνεται να λειτουργεί σωστά πράγμα που συμφωνεί και με την θεωρία. Έχοντας τη δυνατότητα σε αυτήν την τεχνολογία να εξετάσουμε και την αρκετά χαμηλή ασθενή αντιστροφή, βλέπουμε ότι εκεί οι τρεις μέθοδοι συμπίπτουν πράγμα που ήταν και αυτό αναμενόμενο από τη θεωρία. Γενικότερα μελετώντας τόσο αναλυτικά μια τεχνολογία και βλέποντας ότι το μοντέλο μας συμπεριφέρεται τόσο καλά, μπορούμε να βγάλουμε ασφαλή συμπεράσματα για την εγκυρότητα της χρησιμοποίησης του. Παρακάτω ακολουθεί ο πίνακας με τις τιμές των παραμέτρων 1/f θορύβου που εξάχθηκαν για την CMOS 0.18μm τεχνολογία τόσο για NMOS όσο και για PMOS.

PARAMETERS	SYMBOL	NMOS	PMOS
NT	N_t	$6 \cdot 10^{41}$	$9 \cdot 10^{41}$
HOOGE	α_H	$1 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-7}$
ALPHA	α_c	$1, 1 \cdot 10^4$	10^5
EC	E_c	$2, 5 \cdot 10^6$	$8 \cdot 10^6$
SAR	$S_{\Delta R^2}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-6}$

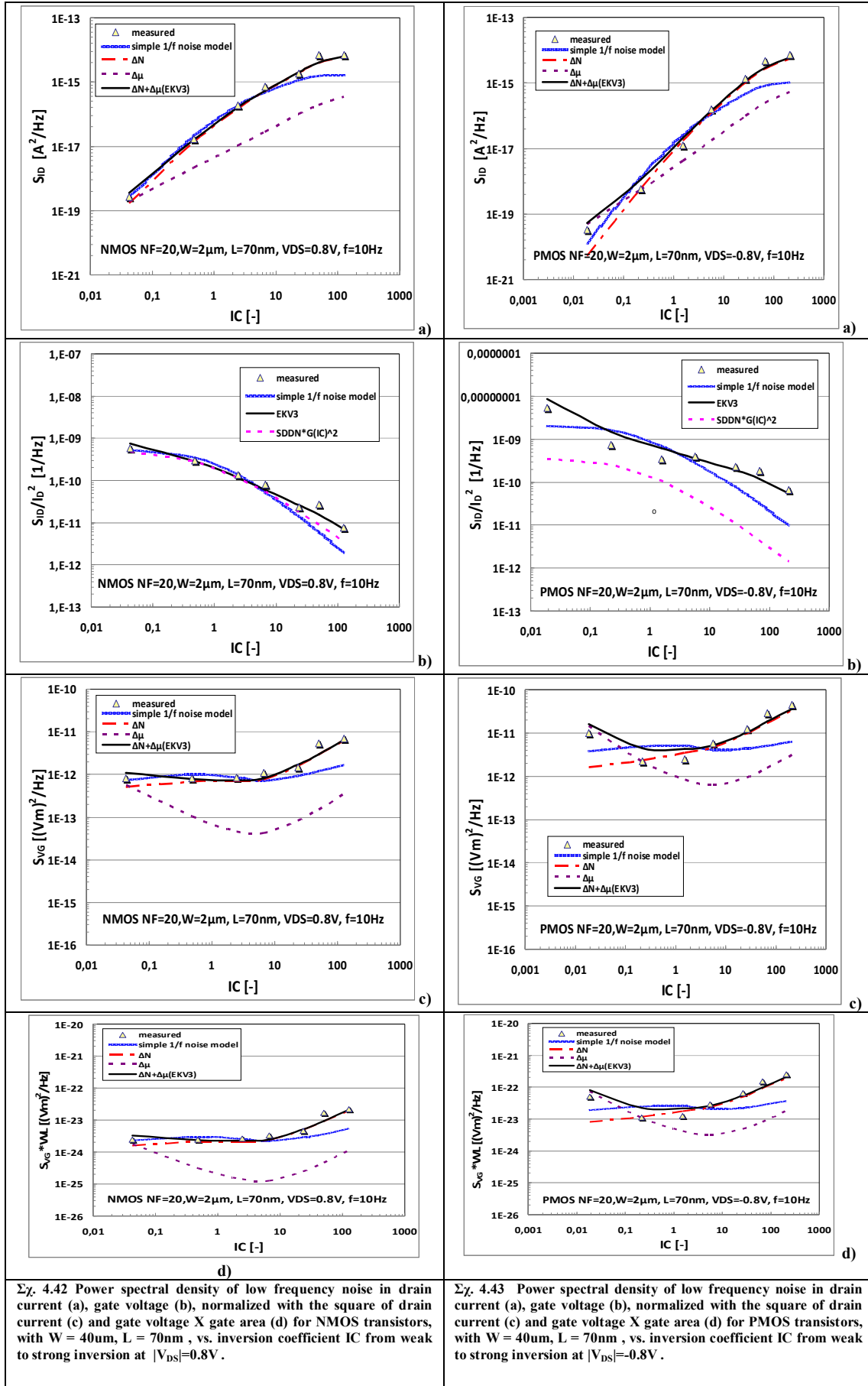
Πίνακας 2. Παράμετροι μοντέλου flicker θορύβου (EKV3) για CMOS 0.18um

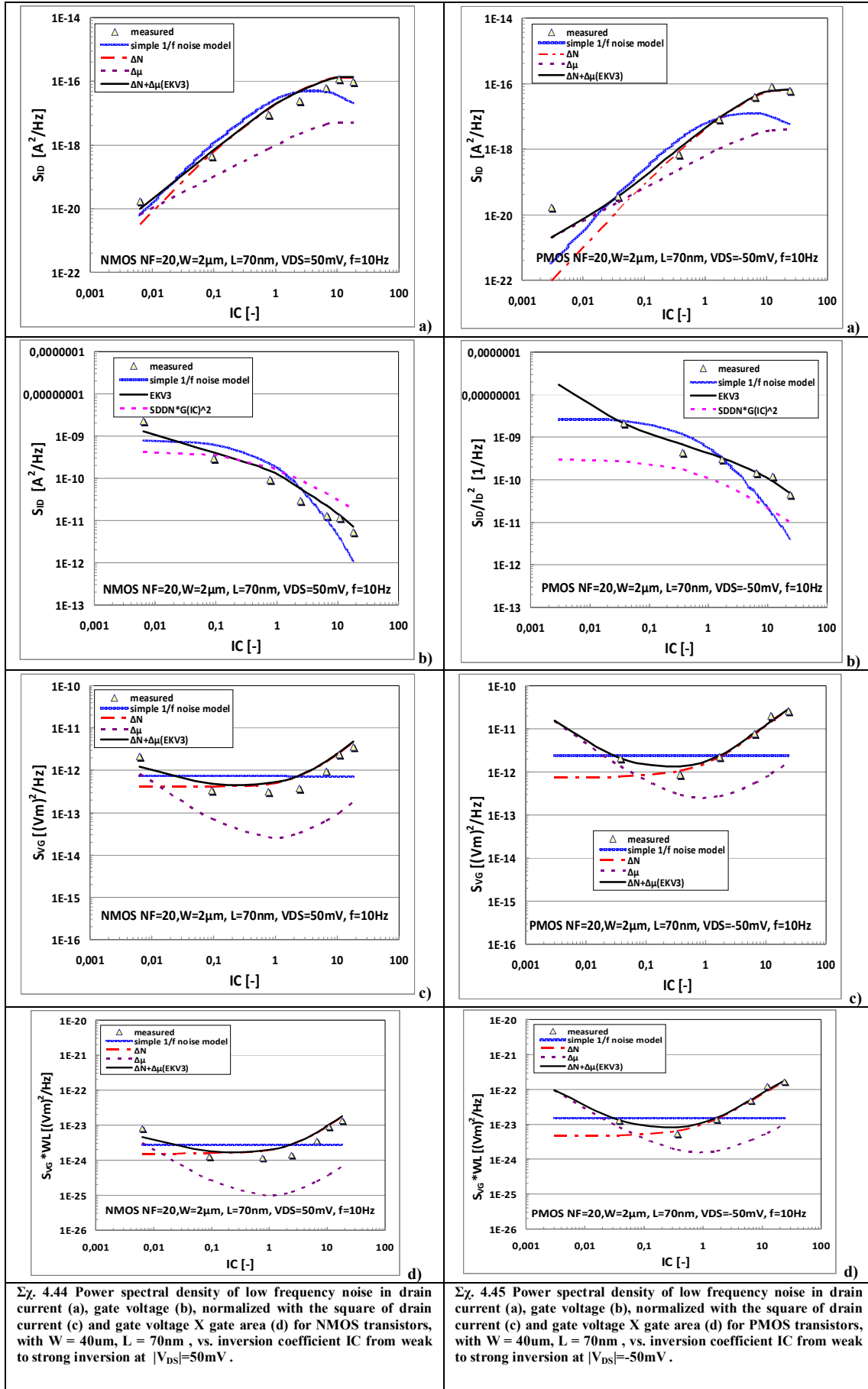
4.2.3 CMOS 90nm

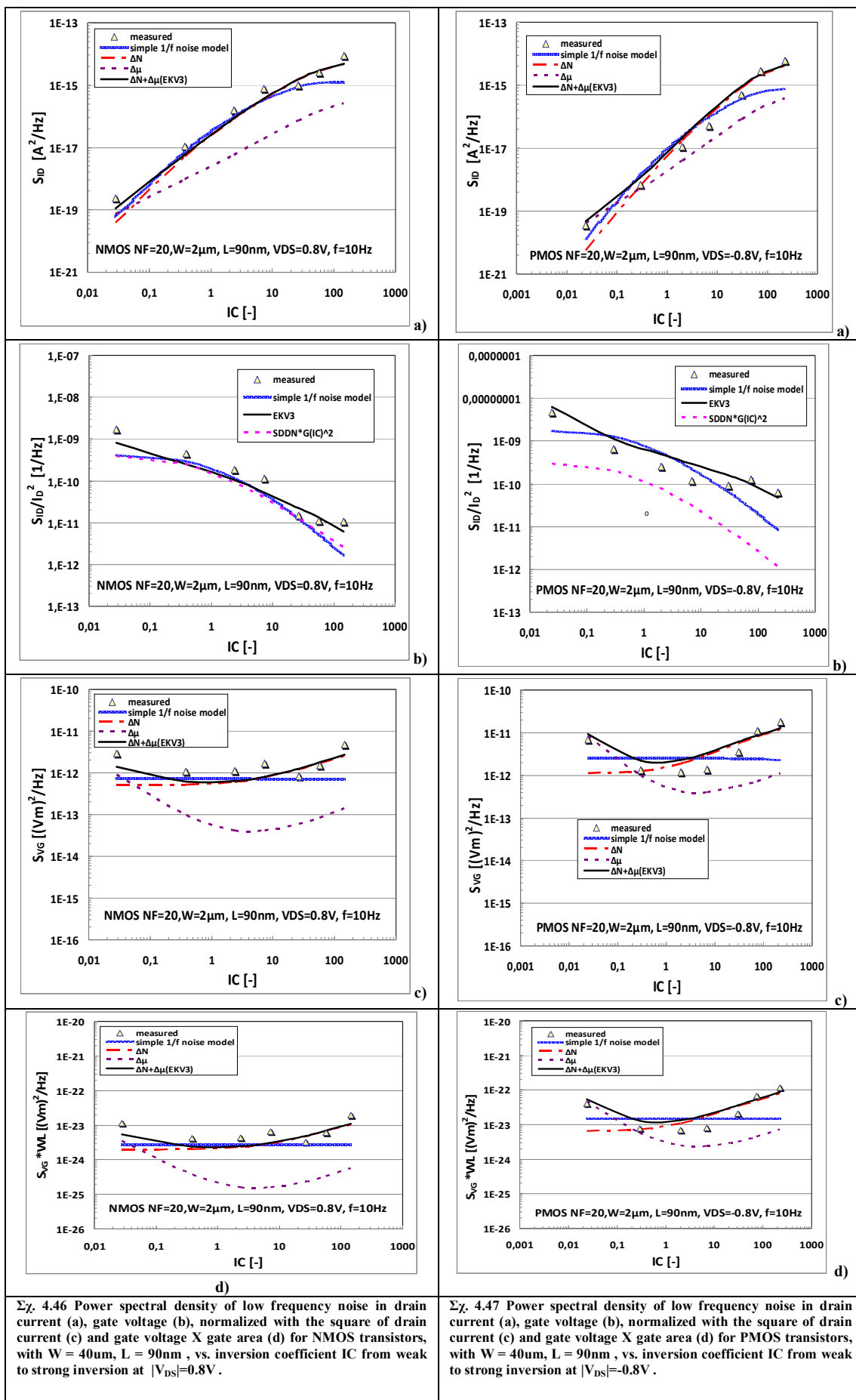
Οι μετρήσεις $1/f$ θορύβου που διαθέτουμε είναι για τέσσερις NMOS/PMOS γεωμετρίες ($W/L=40\mu m/400nm$, $40\mu m/110nm$, $40\mu m/90nm$, $10\mu m/70nm$) για $V_D=0.8V$ και $50mV$, δηλαδή τόσο για κορεσμό όσο και για γραμμική περιοχή. Να πούμε επίσης ότι τα τρανζίστορ είναι πολύ-δακτυλικά (multi-fingered) οπότε το πλάτος των $40\mu m$ προκύπτει από 20 fingers των $2\mu m$, $W_{tot}=NF \cdot W_{fing}=20 \cdot 2\mu m=40\mu m$. Το εύρος των συχνοτήτων είναι από 10Hz μέχρι 1MHz, ενώ είχαμε διαθέσιμες (όχι αρκετές είναι η αλήθεια) και DC μετρήσεις για την εξαγωγή των DC παραμέτρων του μοντέλου. Επίσης στη συγκεκριμένη τεχνολογία είχαμε τη δυνατότητα να συγκρίνουμε το καινούριο μοντέλο μας με ένα BSIM4 μοντέλο του οποίου οι παράμετροι είχαν εξχθεί από την Toshiba και μας δώθηκε έτοιμο [17].

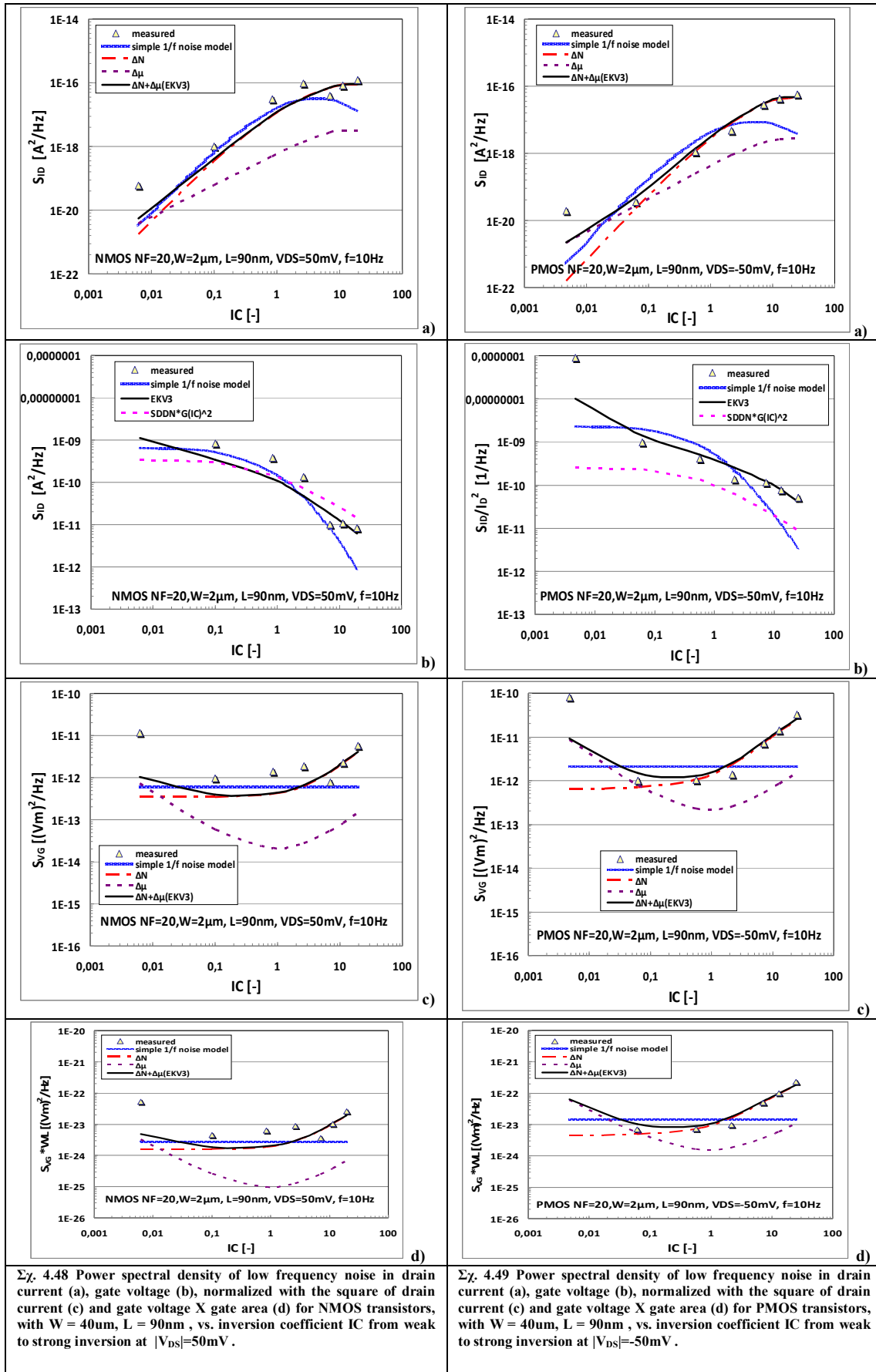
Στη συνέχεια ακολουθούν τα γραφήματα της ανάλυσης μας. Βλέπουμε ότι για κάθε γεωμετρία και κάθε διαφορετική τιμή του V_D παρέχονται τα γραφήματα για τις τέσσερις διαφορετικές αναπαραστάσεις του $1/f$ θορύβου τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις. Οι ίδιες περιπτώσεις NMOS και PMOS όσον αφορά τη γεωμετρία αλλά και τη μορφή του θορύβου παραθέτονται η μία δίπλα στην άλλη για να είναι άμεσες οι συγκρίσεις. Κάθε γράφημα αποτελείται από τις εξής αναπαραστάσεις: πειραματικά δεδομένα, συνολικό μοντέλο EKV3 ($\Delta N + \Delta \mu$), carrier number fluctuation μοντέλο (ΔN), mobility fluctuation μοντέλο ($\Delta \mu$), series access resistance μοντέλο (ΔR) και το απλό $1/f$ μοντέλο που υπάρχει ήδη στο EKV για να γίνουν οι απαραίτητες συγκρίσεις. Έπειτα ακολουθούν τα ίδια γραφήματα για όλες τις περιπτώσεις με τη διαφορά ότι κάθε γράφημα πλέον αποτελείται από τις εξής αναπαραστάσεις: πειραματικά δεδομένα, συνολικό μοντέλο EKV3, συνολικό μοντέλο με την επίδραση του φαινομένου σκέδασης coulomb στον $1/f$ θόρυβο απενεργοποιημένη ($a_m=0$) καθώς και το BSIM4 μοντέλο για να γίνουν οι απαραίτητες συγκρίσεις.

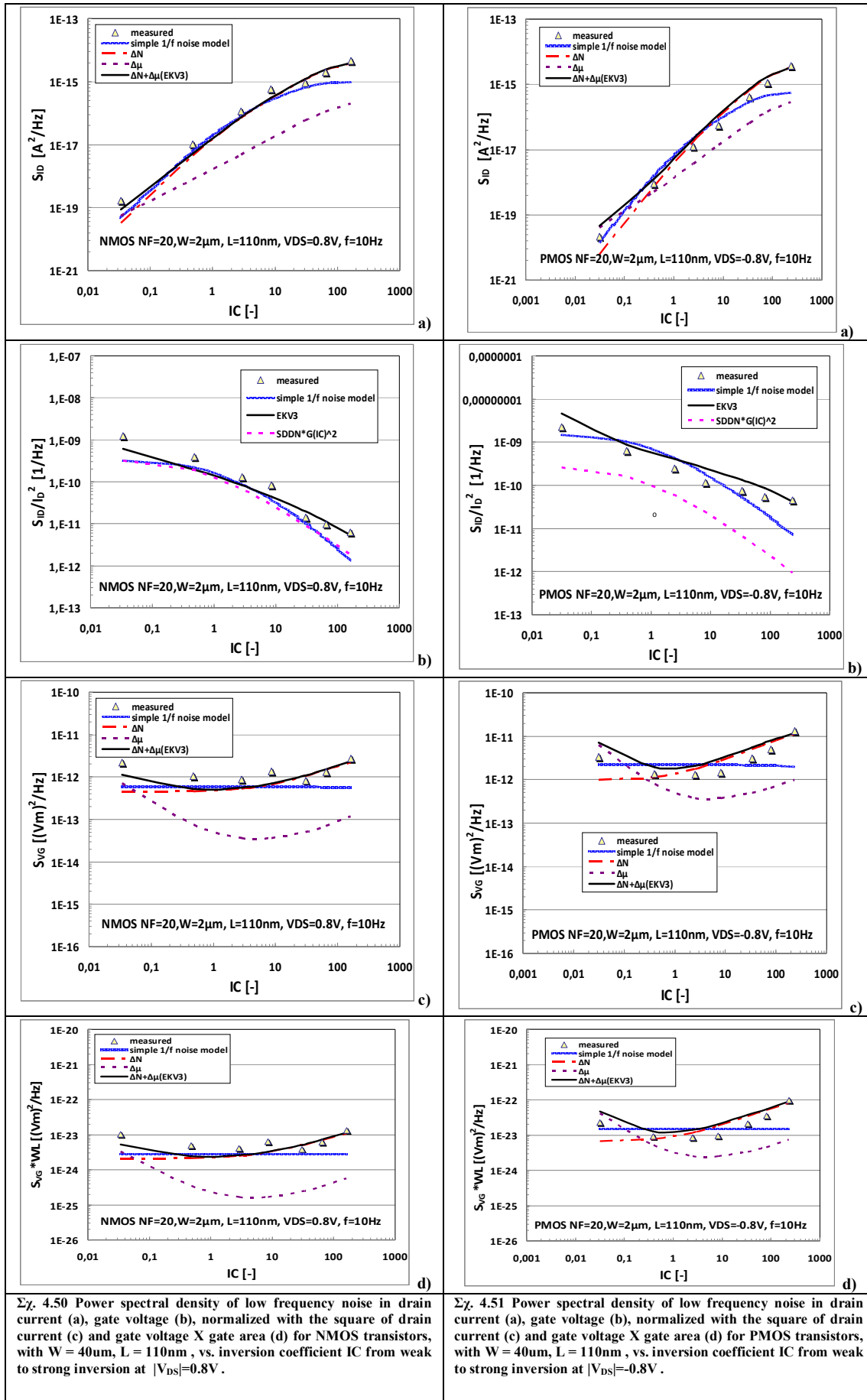
Τέλος ακολουθούν και τα γραφήματα του παράγοντα $K_D|_{\Delta N}$ για όλες τις γεωμετρίες και τις τιμές του V_D τόσο για NMOS όσο και για PMOS τρανζίστορ. Όπως και στις δύο προηγούμενες τεχνολογίες σε κάθε γράφημα αναπαριστώνται οι τρεις διαφορετικές μορφές που μπορεί να πάρει δηλαδή: FBP, LANGEVIN και TOTAL EKV3 που περιέχει όλα τα φαινόμενα που επηρεάζουν τον $1/f$ θόρυβο.

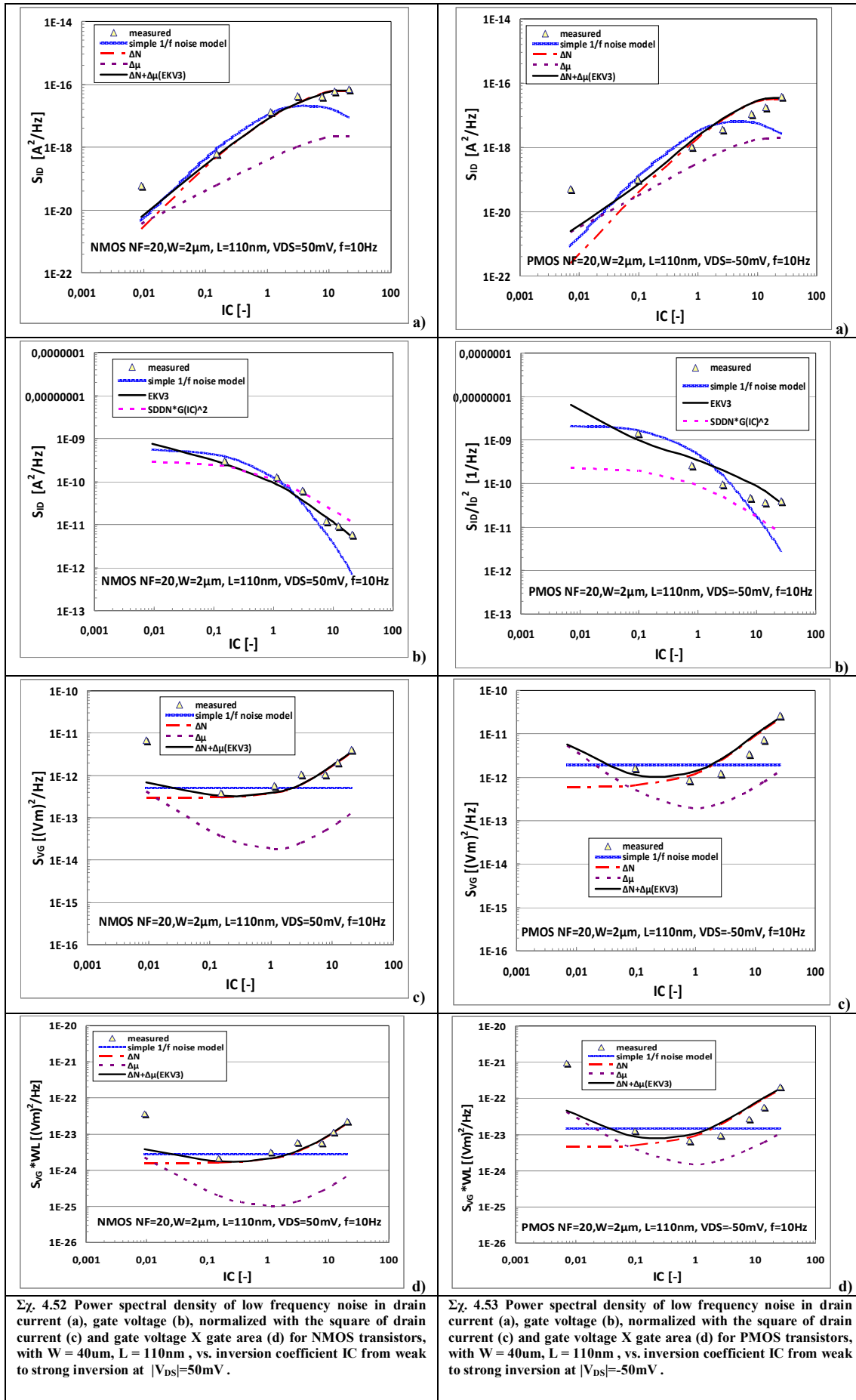


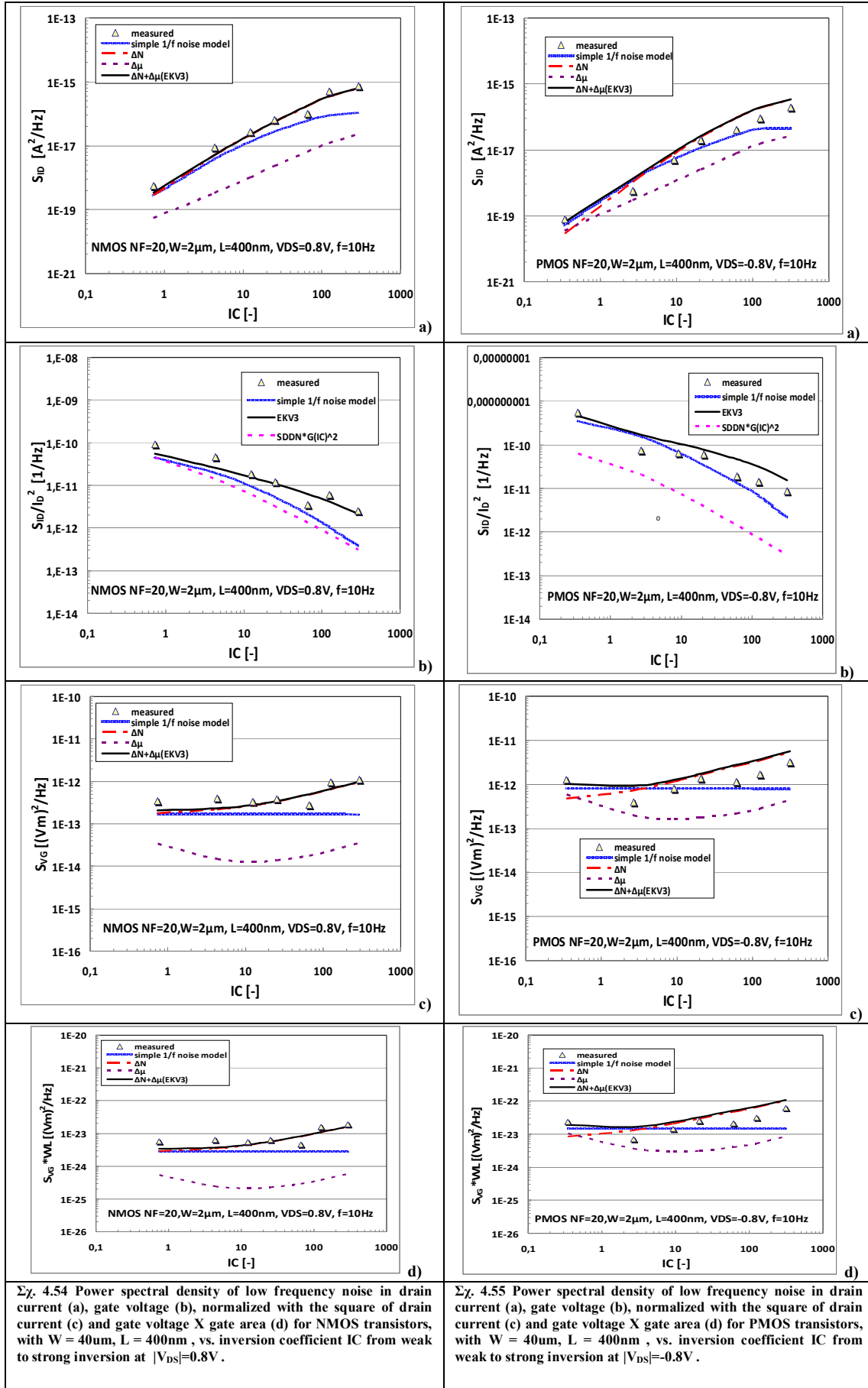


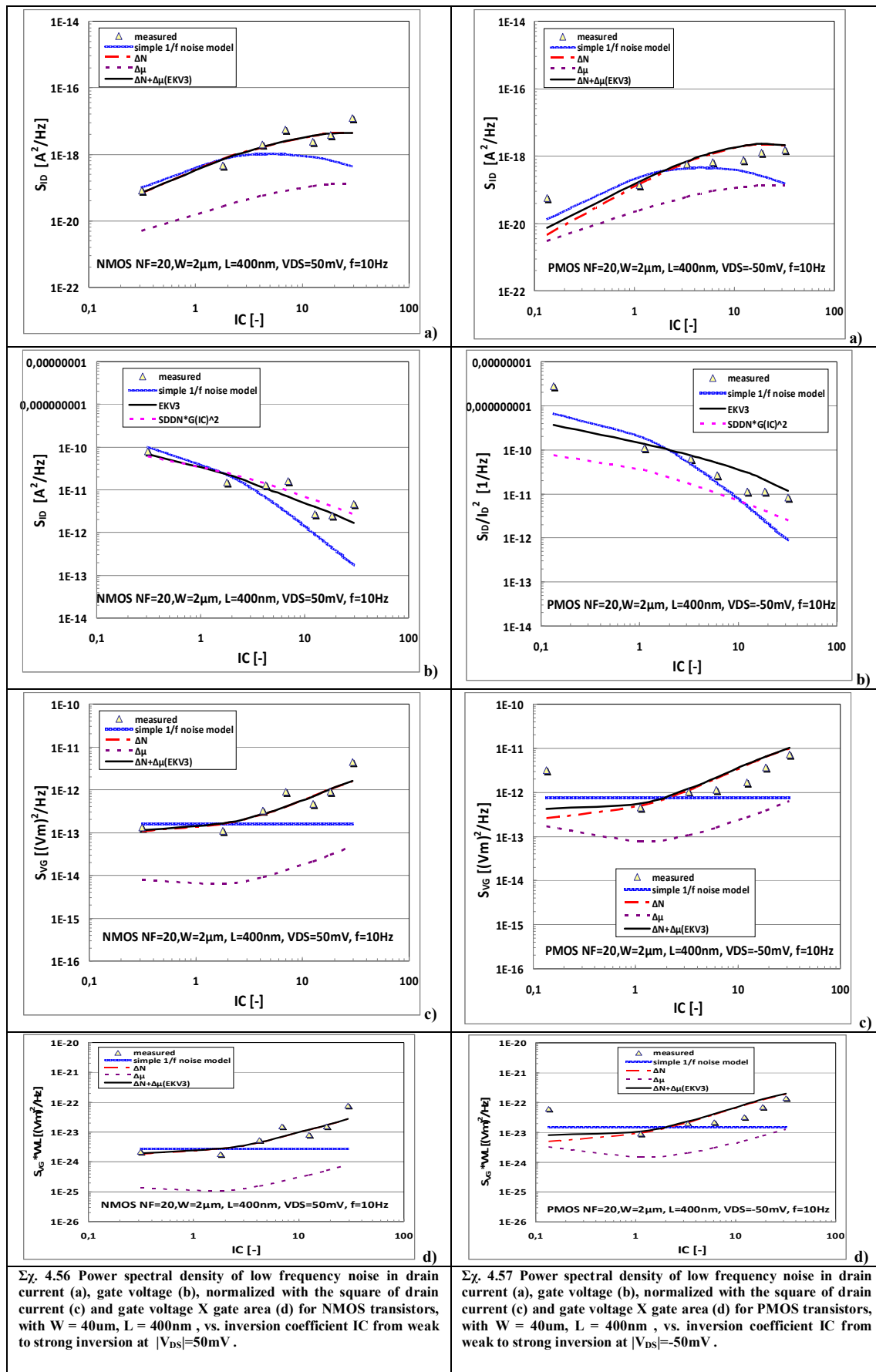






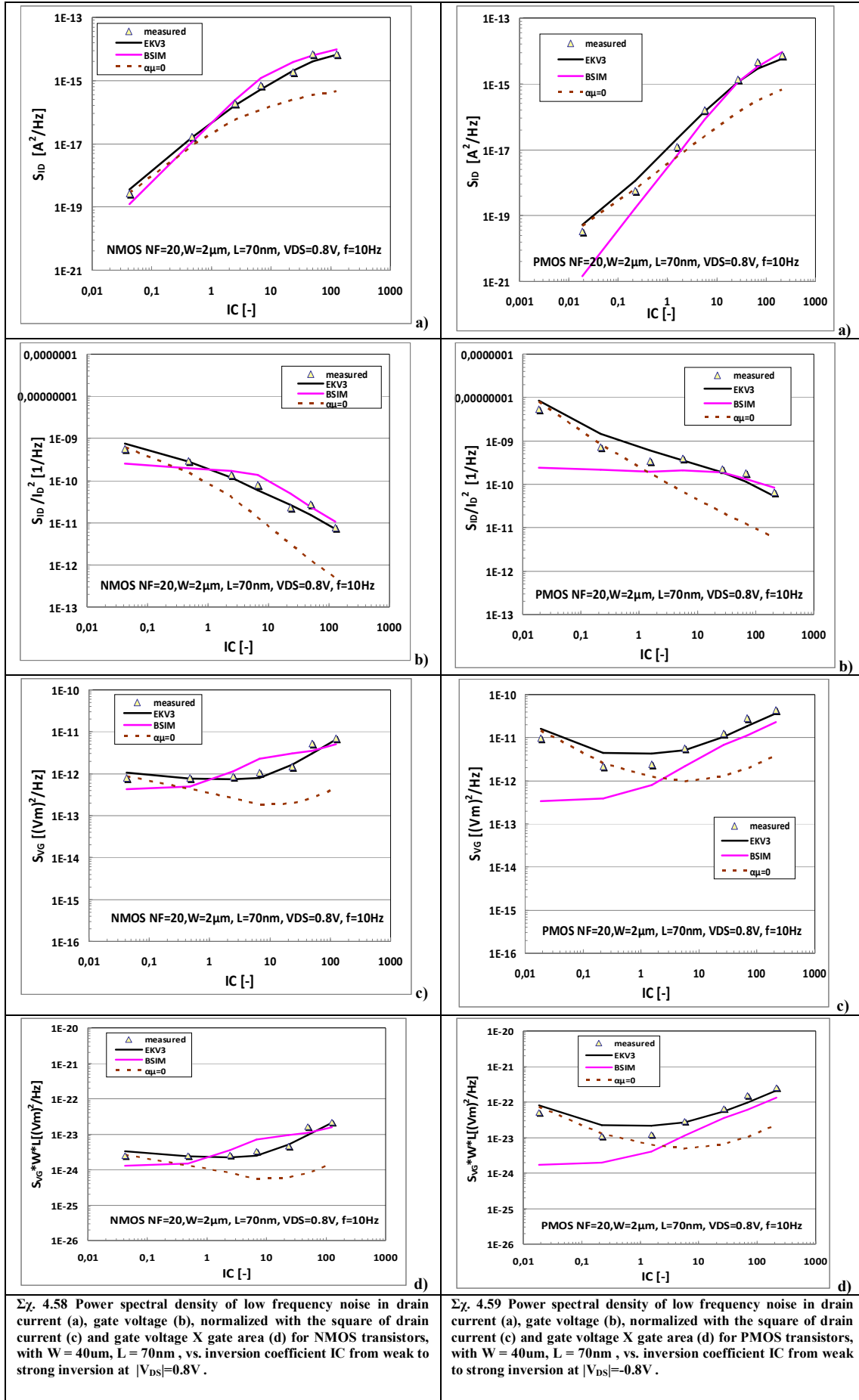






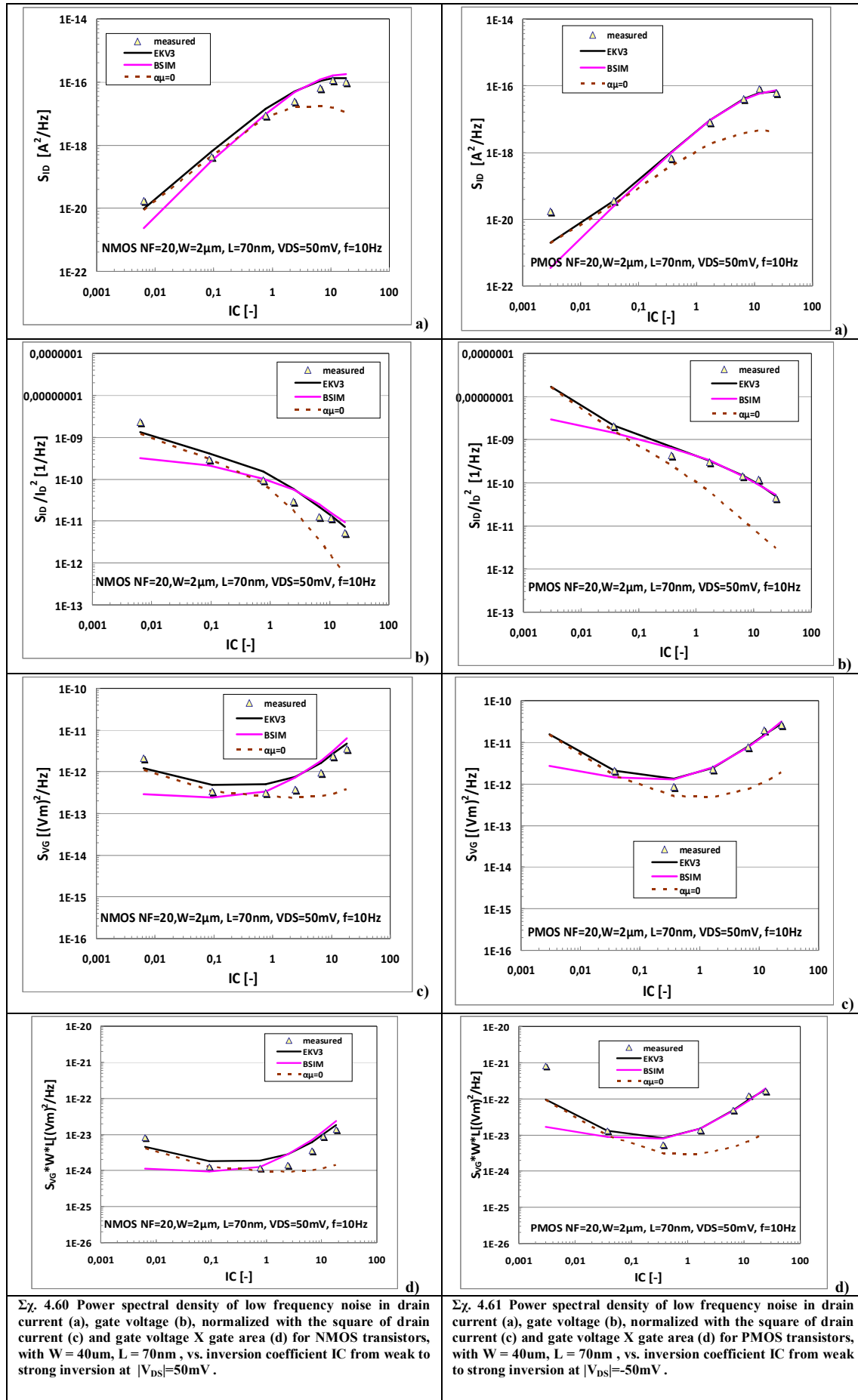
Σχ. 4.56 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for NMOS transistors, with $W = 40\mu m$, $L = 400nm$, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at $|V_{DS}|=50mV$.

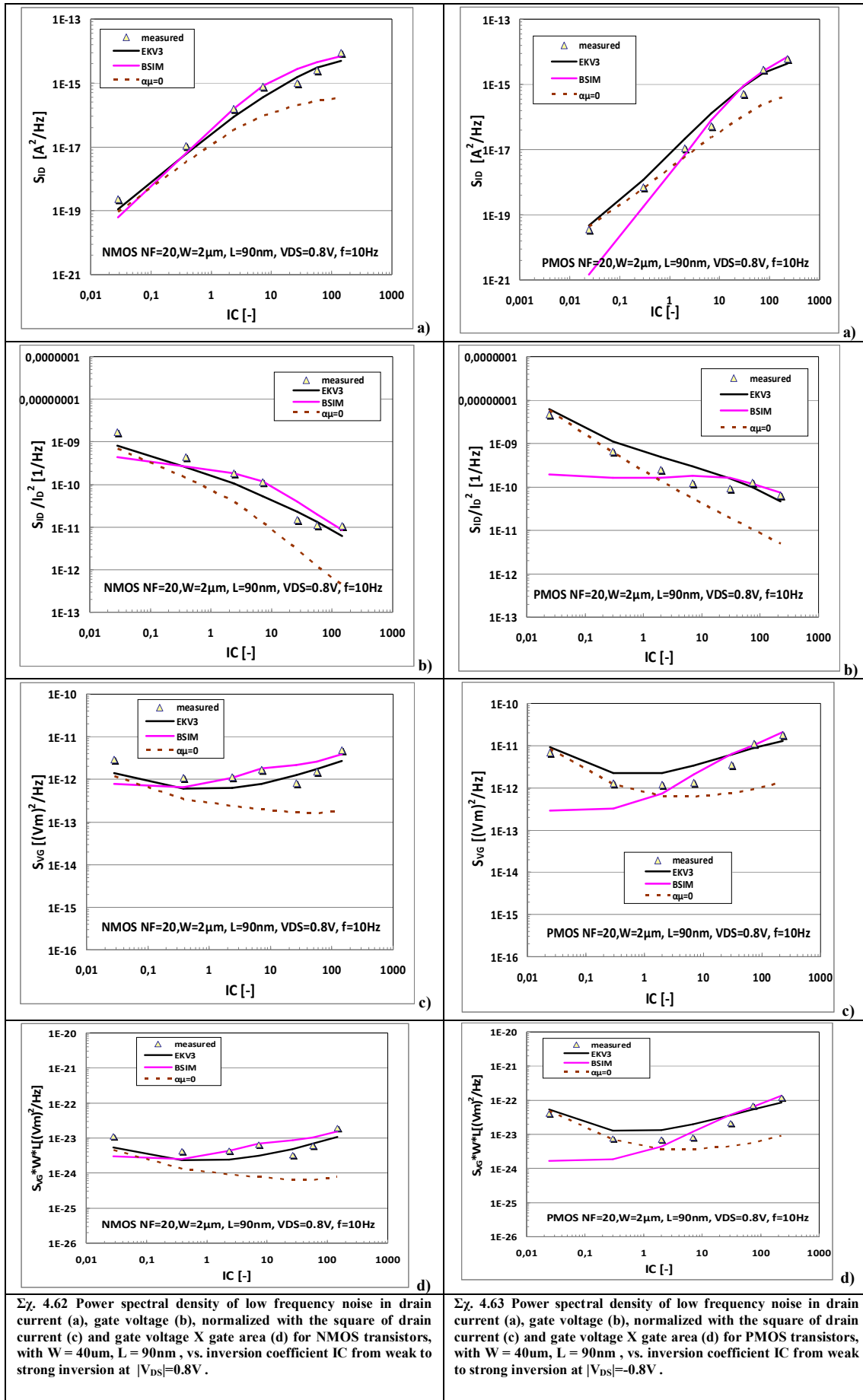
Σχ. 4.57 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for PMOS transistors, with $W = 40\mu m$, $L = 400nm$, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at $|V_{DS}|=50mV$.

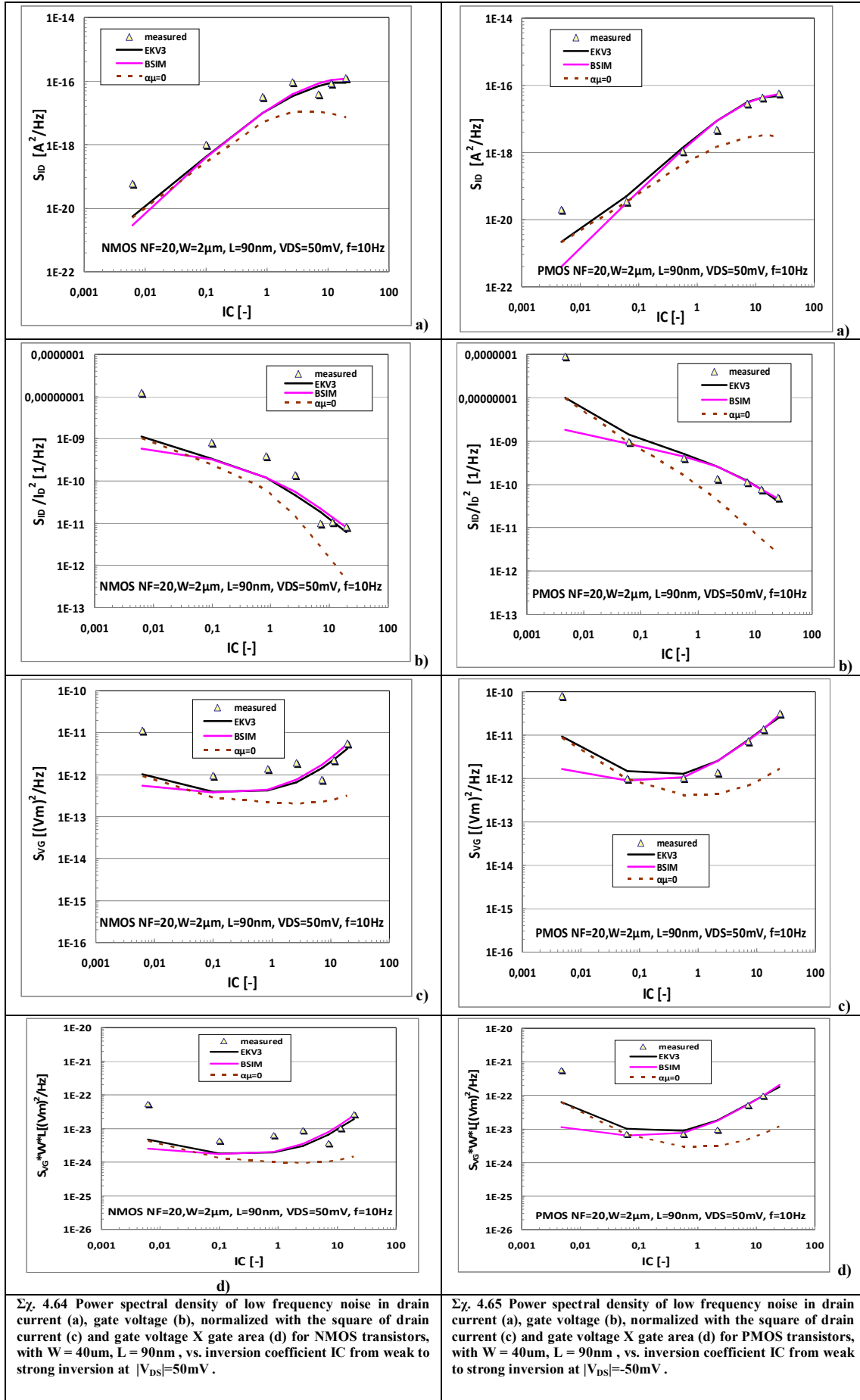


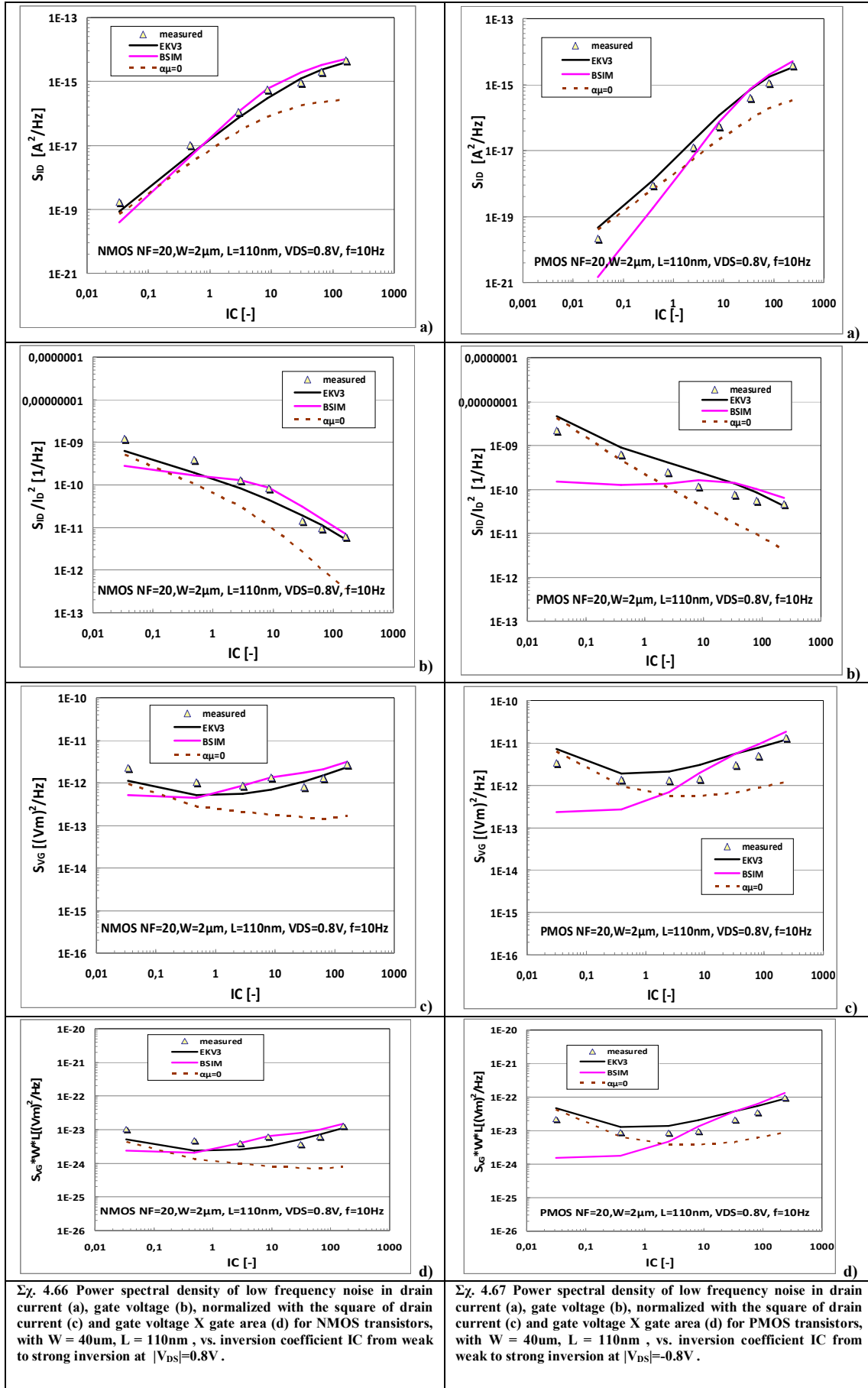
Σχ. 4.58 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for NMOS transistors, with $W = 40\mu\text{m}$, $L = 70\text{nm}$, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at $|V_{DS}|=0.8\text{V}$.

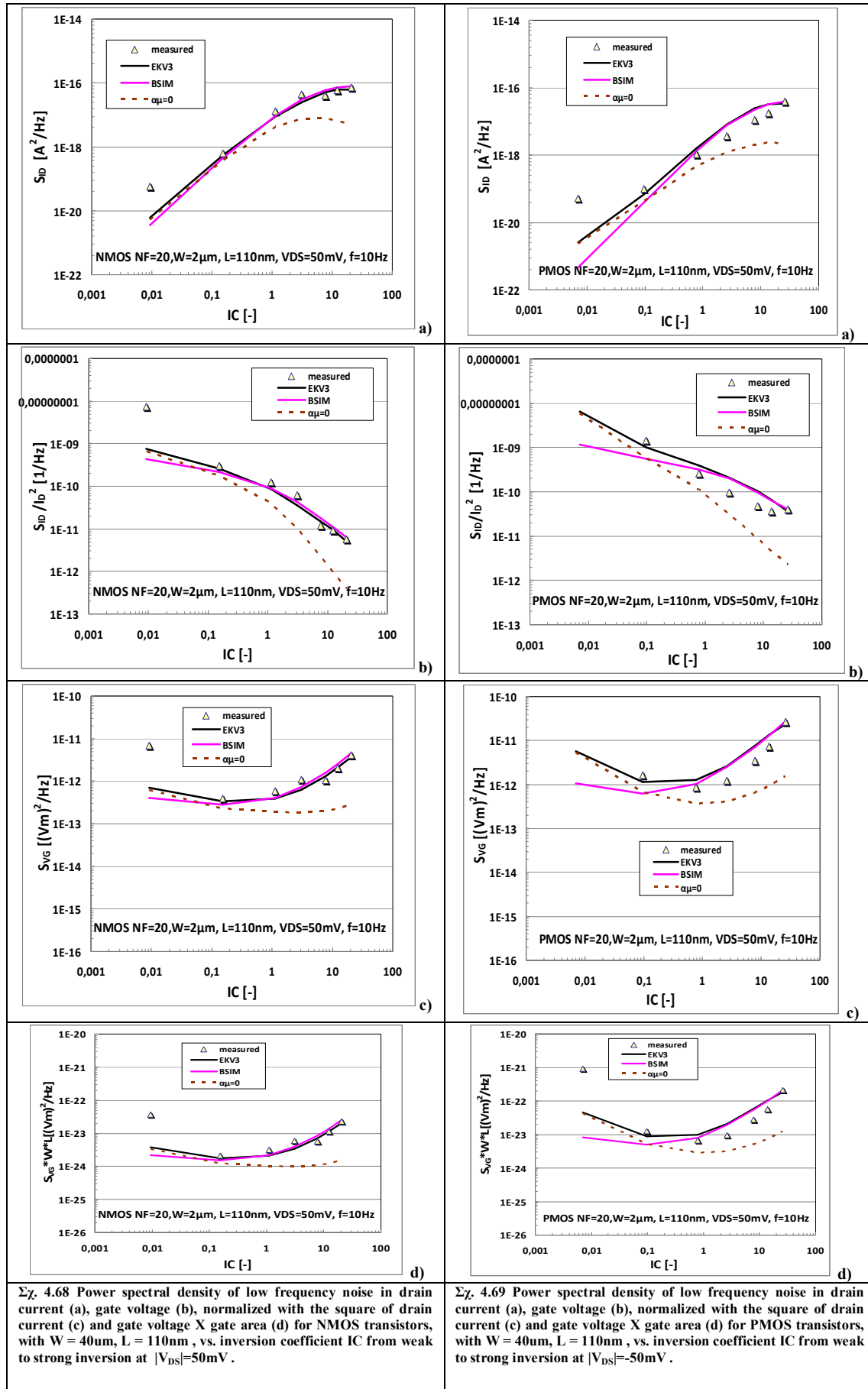
Σχ. 4.59 Power spectral density of low frequency noise in drain current (a), gate voltage (b), normalized with the square of drain current (c) and gate voltage X gate area (d) for PMOS transistors, with $W = 40\mu\text{m}$, $L = 70\text{nm}$, vs. inversion coefficient IC from weak to strong inversion at $|V_{DS}|=0.8\text{V}$.

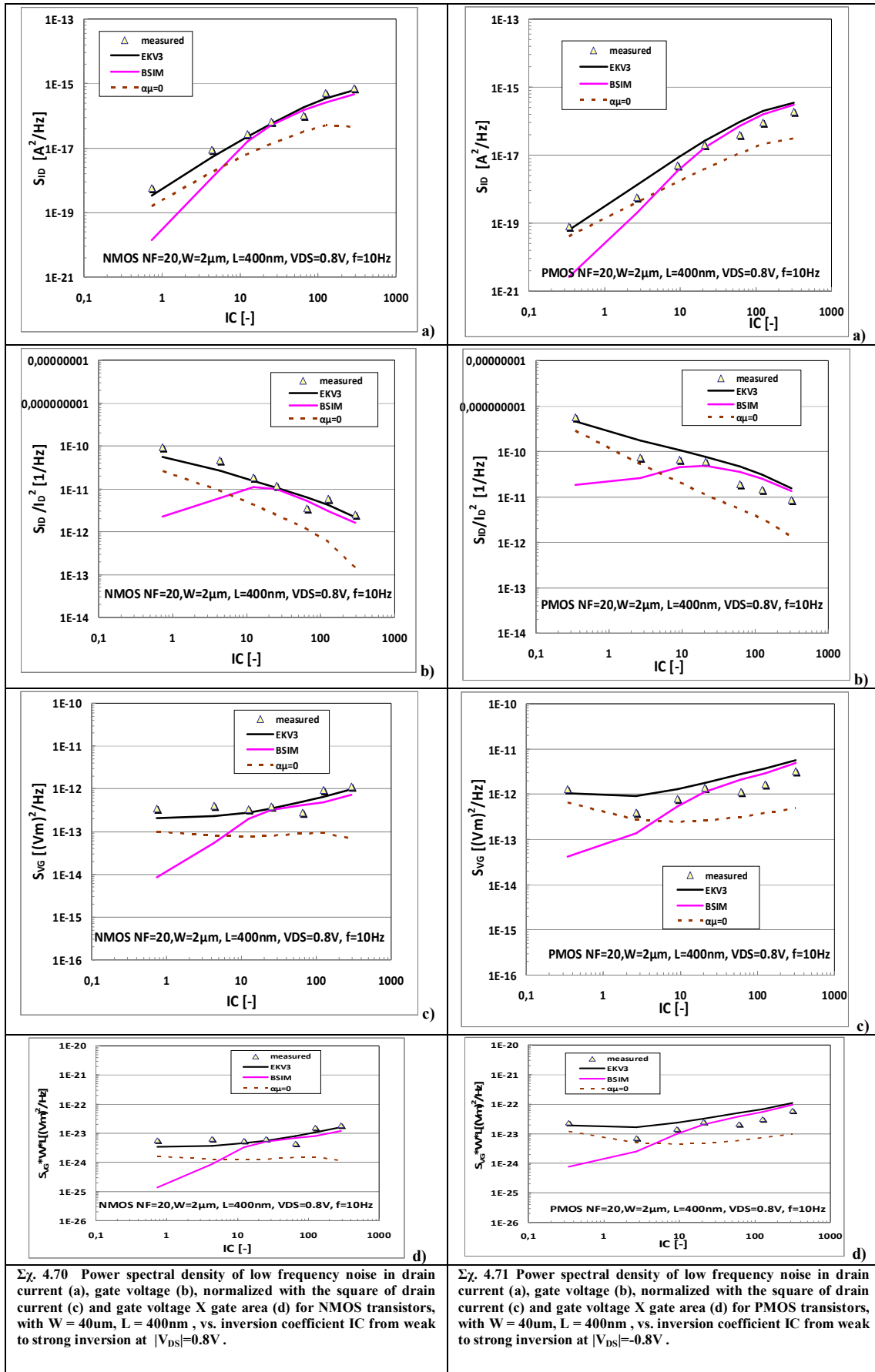


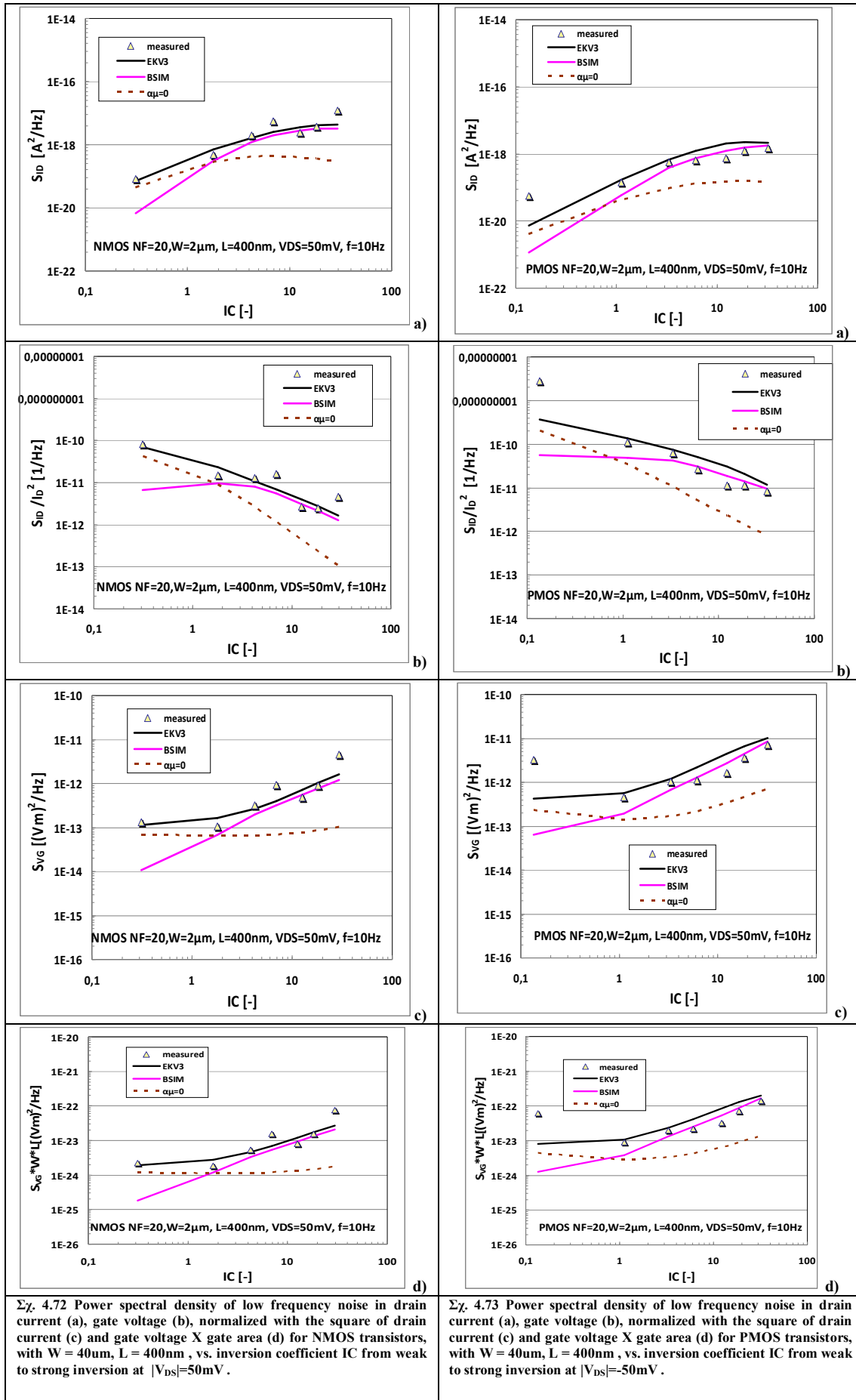


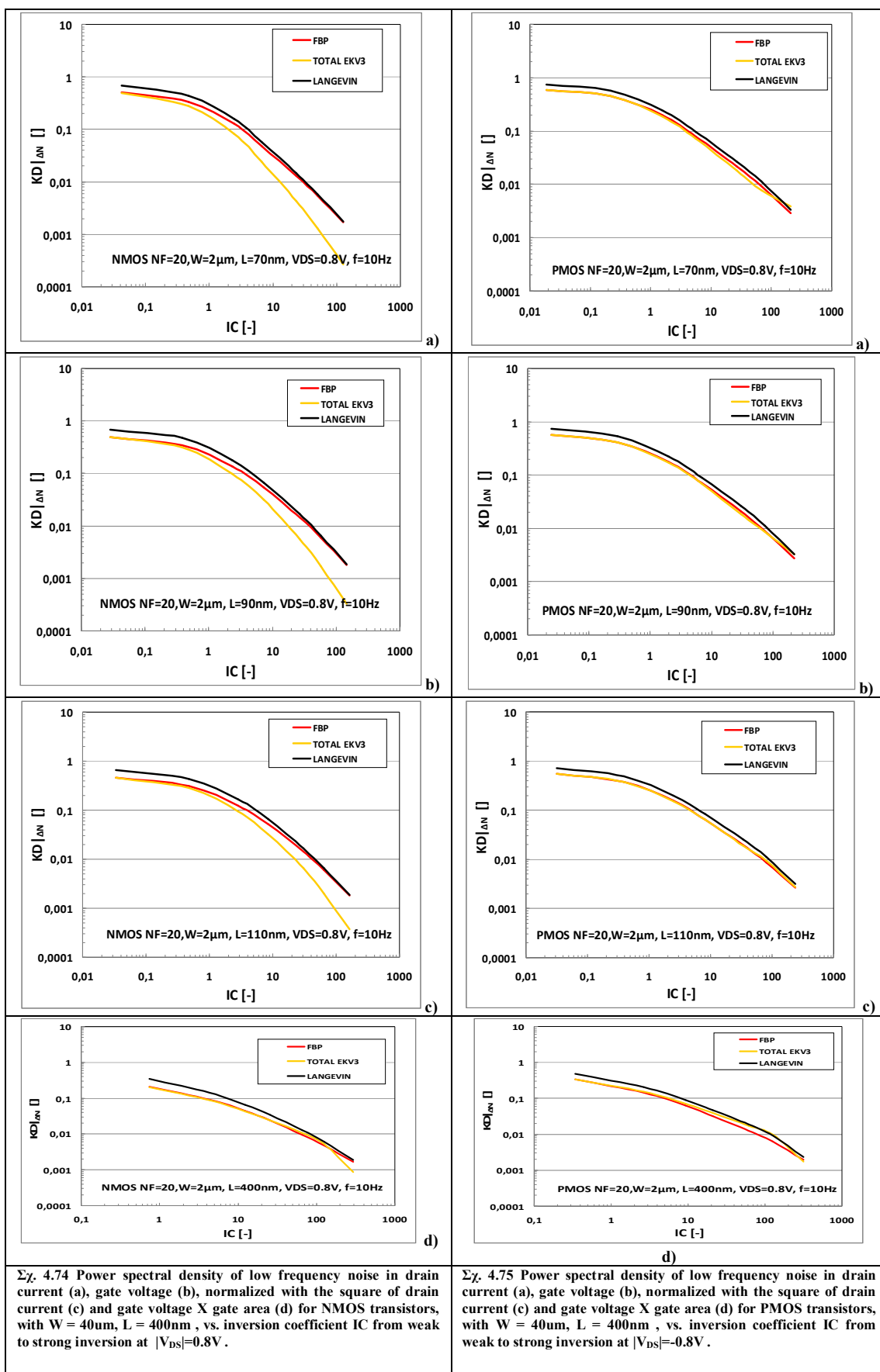


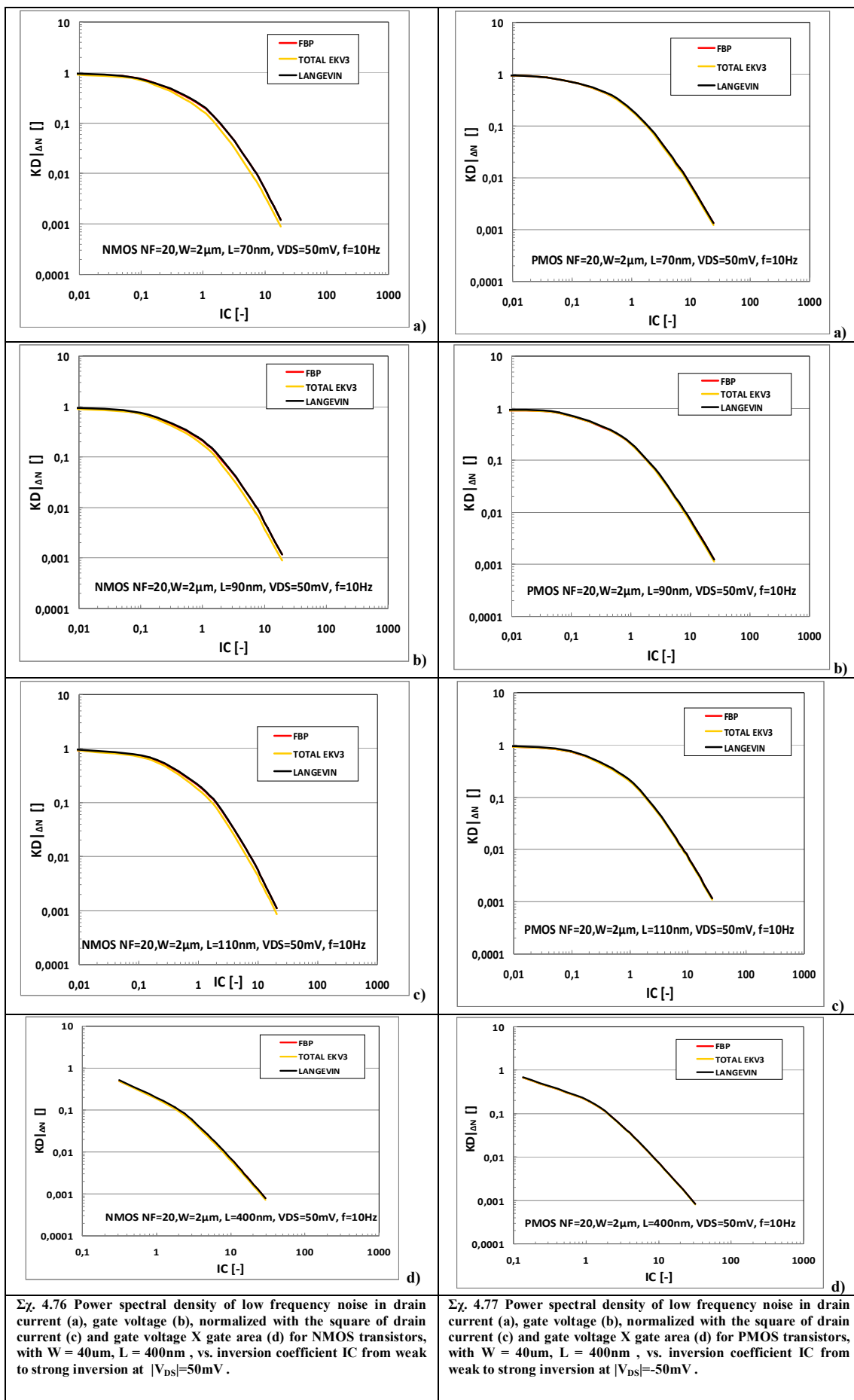












Τα επιμέρους συμπεράσματα που μπορούμε να βγάλουμε για τη συμπεριφορά του μοντέλου μας στη συγκεκριμένη τεχνολογία είναι τα εξής: Σε αντίθεση με την 0.18μm τεχνολογία, το μοντέλο των εξωτερικών αντιστάσεων φαίνεται να μην επηρεάζει τη συνολική συμπεριφορά του θορύβου. Αν εξαιρέσουμε την πολύ ασθενή αντιστροφή σε γραμμική περιοχή των PMOS τρανζίστορ για τις γεωμετρίες 40μm/90nm, 40μm/110nm και 40μm/400nm, το μοντέλο μας καλύπτει σωστά όλες τις άλλες περιπτώσεις και αυτό δείχνει την εγκυρότητα και σε αυτή την τεχνολογία η οποία μάλιστα είναι αρκετά προχωρημένη και αυτή τη στιγμή χρησιμοποιείται ευρέως στη σχεδίαση αναλογικών RF κυκλωμάτων. Αυτό μας το δείχνει ξεκάθαρα και η σύγκριση με το BSIM4 μοντέλο το οποίο αποτελεί το πιο γνωστό μοντέλο για CMOS μοντελοποίηση. Βλέπουμε λοιπόν ότι το μοντέλο μας υπερτερεί του BSIM4 όσον αφορά τον 1/f θόρυβο και ιδιαίτερα στην ασθενή αντιστροφή η συμπεριφορά του προς το καλύτερο είναι τεράστια. Ακόμα και στις περιπτώσεις που το μοντέλο μας δεν αποκρίνεται πολύ καλά, το BSIM4 είναι ακόμα χειρότερο. Όσον αφορά τη σύγκριση με το απλό μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων τα αποτελέσματα είναι ανάλογα. Να τονίσουμε εδώ το πόσο έντονη είναι η επίδραση του φαινομένου σκέδασης Coulomb (Coulomb scattering) στην αύξηση του θορύβου στην ισχυρή αντιστροφή. Σε όλα τα γραφήματα βλέπουμε ότι για $a_m=0$ το μοντέλο θορύβου κινείται αρκετά πιο χαμηλά για $IC > 1$.

Όσον αφορά τη γραφική απεικόνιση του παράγοντα $K_D|_{AN}$, όλα φαίνεται να συμφωνούν με την θεωρία. Δηλαδή για short τρανζίστορ, όντως το TOTAL EKV3 είναι πιο χαμηλά από το LANGEVIN σε ισχυρή αντιστροφή και σε κορεσμό λόγω κυρίως του φαινομένου velocity saturation. όπως ήταν αναμενόμενο. Αυτό βέβαια παρατηρείται πιο έντονα στα NMOS τρανζίστορ αφού στα PMOS το velocity saturation είναι λιγότερο έντονο. Σε γραμμική περιοχή και για LONG τρανζίστορ τα δύο αυτά μοντέλα συμπίπτουν αφού σε αυτές της περιπτώσεις τα φαινόμενα velocity saturation και channel length modulation είναι μη ενεργά. Επίσης το FBP είναι πιο κάτω από τον πραγματικό θόρυβο σε όλες τις περιπτώσεις εκτός από την γραμμική περιοχή λειτουργίας όπου εκεί φαίνεται να λειτουργεί σωστά πράγμα που συμφωνεί και με την θεωρία. Έχοντας τη δυνατότητα σε αυτήν την τεχνολογία να εξετάσουμε και την αρκετά χαμηλή ασθενή αντιστροφή, βλέπουμε ότι εκεί οι τρεις μέθοδοι συμπίπτουν πράγμα που ήταν και αυτό αναμενόμενο από τη θεωρία. Γενικότερα μελετώντας τόσο αναλυτικά μια τεχνολογία και βλέποντας ότι το μοντέλο μας συμπεριφέρεται τόσο καλά, μπορούμε να βγάλουμε ασφαλή συμπεράσματα για την εγκυρότητα της χρησιμοποίησης του. Παρακάτω ακολουθεί ο πίνακας με τις τιμές των παραμέτρων 1/f θορύβου που εξάχθηκαν για την CMOS 90nm τεχνολογία τόσο για NMOS όσο και για PMOS.

PARAMETERS	SYMBOL	NMOS	PMOS
NT	N_t	$2 \cdot 10^{41}$	$2 \cdot 10^{41}$
HOOGE	α_H	$7 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-5}$
ALPHA	α_c	$1 \cdot 10^4$	10^5
EC	E_c	$2 \cdot 10^6$	$6,3 \cdot 10^6$

Πίνακας 3. Παράμετροι μοντέλου flicker θορύβου (EKV3) για CMOS 90nm

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Η επεξεργασία του προηγούμενου κεφαλαίου μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το καινούριο ολοκληρωμένο μοντέλο θορύβου χαμηλών συχνοτήτων που ενσωματώθηκε στο EKV3 μοντέλο παρουσιάζει μεγάλη αξιοπιστία και αυτο αποδεικνύεται από την καλή συμπεριφορά του και στις τρεις τεχνολογίες που εξετάστηκαν. Σίγουρα αυτό είναι ένα πολύ καλό νέο για την μοντελοποίηση και τη σχεδίαση κυκλωμάτων μιας και το αντικείμενο του flicker θορύβου στις MOS διατάξεις ήταν αρκετά μπερδεμένο και σύνθετο μέχρι τώρα. Ας δούμε κάποια γενικά συμπεράσματα για την συμπεριφορά του θορύβου που προκύπτουν από την ανάλυση μας και τα οποία είναι κοινά και για τις τρεις CMOS τεχνολογίες που εξετάσαμε.

5.1 Συμπεράσματα

Μπορούμε να πούμε τα εξής:

- a) Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων στην πύλη, γνωστός και ως θόρυβος εισόδου, είναι μεγαλύτερος στις PMOS διατάξεις απ'ότι στις NMOS[18],[19].
- b) Το carrier number fluctuation (McWhorter) μοντέλο επιτρέπει την σωστή αναπαράσταση του αυξημένου θορύβου από την μέτρια προς την ισχυρή αντιστροφή και για τους δύο τύπους τρανζίστορ. Σημαντικό ρόλο σε αυτήν την αύξηση παίζει η επίδραση του φαινομένου σκέδασης Coulomb όπου στο μοντέλο μας προσωμειώνεται άψογα μέσω της παραμέτρου ALPHA. Επίσης το φαινόμενο velocity saturation λαμβάνεται υπόψιν το οποίο προκαλεί κάποια μείωση της κινητικότητας και κατά συνέπεια και του θορύβου στις αρχές της ισχυτής αντιστροφής για short διατάξεις. Βέβαια η επίδραση του Coulomb scattering είναι αρκετά πιο έντονη από αυτή του velocity saturation. Γενικότερα όλο το μοντέλο θορύβου είναι στενά συνδεδεμένο με το μοντέλο φορτίου και κατα συνέπεια το επηρεάζουν όλα τα φαινόμενα κοντού καναλιού που περιέχονται στο μοντέλο φορτίου. Ένα από αυτά είναι το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους καναλιού (CLM) το οποίο ενώ προκαλείται από το velocity saturation μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση του θορύβου λόγω μείωσης του μήκους καναλιού και κατα συνέπεια μείωσης του εμβαδόν του καναλιού μιας και ο $1/f$ θόρυβος είναι αντιστρόφως ανάλογος του $W \cdot L$.
- c) Το mobility fluctuation (Hooge) μοντέλο είναι σημαντικό μόνο στην ασθενή αντιστροφή όπου το μοντέλο μας αναπαριστά και εδώ πολύ καλά την αύξηση του θορύβου στην ασθενή αντιστροφή μέσω της παραμέτρου HOOGE[20].
- d) Το μοντέλο των εξωτερικών αντιστάσεων φαίνεται να επιδρά μόνο σε μία από τις τρεις τεχνολογίες που μελετήσαμε (180nm). Όπως ήταν αναμενόμενο, ενεργοποιείται μόνο σε πολύ ισχυρή αντιστροφή ($IC > 100$).
- e) Ο συνδυασμός των δύο θεωρητικών μοντέλων (carrier number και mobility fluctuation) επιτρέπει τη σωστή αναπαράσταση του $1/f$ θορύβου για όλο το φάσμα συνθηκών πόλωσης, για όλες τις πιθανές γεωμετρίες και για τις τρεις τεχνολογίες που εξετάσαμε τόσο για NMOS όσο και για PMOS διατάξεις. Σαν αποτέλεσμα, ο flicker θόρυβος στην πύλη παρουσιάζει ένα ελάχιστο στην μέτρια αντιστροφή ($0.1 < IC < 10$), κάτι που αυξάνει το ενδιαφέρον των σχεδιαστών για σχεδίαση στη συγκεκριμένη περιοχή.

Παρακάτω ακολουθεί ένας συγκεντρωτικός πίνακας με τις τιμές των παραμέτρων θορύβου χαμηλών συχνοτήτων για κάθε μία από τις τρεις τεχνολογίες ενώ παραθέεται και το πάχος οξειδίου t_{ox} για κάθε μία από αυτές. Ως γνωστόν

$$t_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{C_{ox}}, \varepsilon_{ox} = 3,45 \cdot 10^{-11}$$

CMOS	T_{ox}	N_t		α_H		α_c		E_c		$S_{\Delta R^2}$	
(um)	(nm)	NMOS	PMOS	NMOS	PMOS	NMOS	PMOS	NMOS	PMOS	NMOS	PMOS
0.35	7.29	$1,5 \cdot 10^{41}$	$3 \cdot 10^{40}$	$7 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-3}$	10^{-5}	$1,3 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	-	-
0.18	2.88	$6 \cdot 10^{41}$	$9 \cdot 10^{41}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$1,1 \cdot 10^{-4}$	10^{-5}	$2,5 \cdot 10^6$	$8 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^{-7}$	10^{-6}
0.09	2.44	$2 \cdot 10^{41}$	$2 \cdot 10^{41}$	$7 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	10^{-5}	$2 \cdot 10^6$	$6,3 \cdot 10^6$	-	-

Πίνακας 4. Συγκεντρωτικός πίνακας παραμέτρων μοντέλου flicker θορύβου (EKV3)

Το ότι το mobility fluctuation μοντέλο είναι εμφανές από πολύ ασθενή μέχρι κατώτερη μέση αντιστροφή είναι κάτι που δείχνεται πρώτη φορά πειραματικά (CMOS 180nm) αλλά και αποδεικνύεται πρώτη φορά μέσω της ανάλυσης μας. Το ελάχιστο που παρουσιάζει ο 1/f θόρυβος στο gate (Input Noise) είναι άμεση συνέπεια αυτού του φαινομένου. Μέχρι τώρα αυτό δεν λαμβάνοταν υπόψιν από τους σχεδιαστές, ενώ είναι κάτι πολύ σημαντικό για την σχεδίαση. Η διατριβή αυτή έχει συνεισφέρει στην ανάδειξη αυτού του φαινομένου.

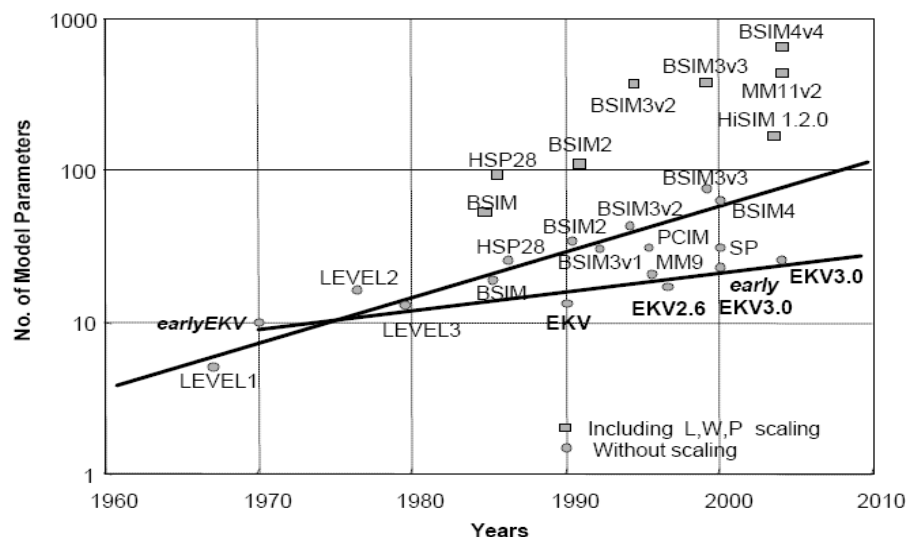
Κάπου εδώ ολοκληρώνεται η ανάλυση μας. Τα αποτελέσματα είναι ενδεικτικά στο ότι βρισκόμαστε στο σωστό δρόμο. Το καινούριο μοντέλο αποκρίνεται πολύ καλά στις περισσότερες από τις περιπτώσεις που το δοκιμάσαμε και αυτό είναι πολύ δύσκολο να συμβεί σε ένα αντικείμενο τόσο μπερδεμένο όπως ο 1/f θόρυβος στις MOS διατάξεις. Ωστόσο υπάρχουν πράγματα ακόμα που πρέπει να γίνουν για να μπορούμε να βγάλουμε πιο ασφαλή συμπεράσματα. Καταρχήν όσον αφορά τη διαδικασία των μετρήσεων, μεγαλύτερα στατιστικά δείγματα για στατιστική μοντελοποίηση του θορύβου πρέπει να ληφθούν υπόψιν. Επίσης η ραγδαία εξέλιξη των CMOS τεχνολογιών έχουν φέρει στο προσκήνιο, σε ερευνητικό επίπεδο ακόμα βέβαια, καινούριες πρωτοποριακές CMOS διατάξεις όπως τα λεγόμενα multi-gate MOSFETs. Αυτές οι διατάξεις πρέπει να μελετηθούν εις βάθος όσον αφορά τη DC συμπεριφορά τους και τη συμπεριφορά του θορύβου και στη συνέχεια να ακολουθήσει η μοντελοποίηση τους.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΤΟ ΦΥΣΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΦΟΡΤΙΟΥ EKV3

Σε αυτήν την μεταπτυχιακή διατριβή, η μοντελοποίηση των MOS διατάξεων τόσο όσον αφορά την DC λειτουργία τους όσο και την περιοχή του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων, έγινε με το EKV3 μοντέλο. 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. 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.

A.1 Ιστορική αναδρομή

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



Σχ Α.1 – Compact models Parameters Vs Time

A.2 Αρχές λειτουργίας του μοντέλου EKV3

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 από την ασθενή μέχρι και την ισχυρή αναστροφή. Αυτά ακριβώς τα χαρακτηριστικά μας προσφέρει το EKV3 μοντέλο.

A.2.1 Ορισμός βασικών μεγεθών-λειτουργία σε ιδανικές συνθήκες

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

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

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

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

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

- ❖ Θερμοδυναμική τάση U_T [V]:

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

- ❖ Δείκτης σώματος γ [V^{1/2}]:

▶ φορτίο ηλεκτρονίου q , σταθερά Boltzmann k

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

- ❖ Δυναμικό quasi-Fermi Φ_F [V]:

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

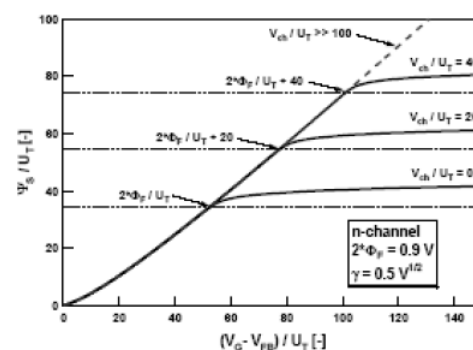
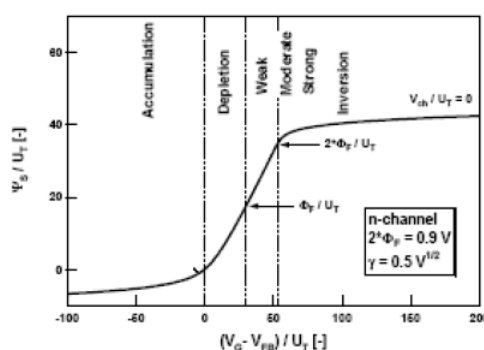
$$\Psi_0 \cong 2\phi_F + 2...3U_T$$

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

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

έχουμε:

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



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

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

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

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

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

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

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

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

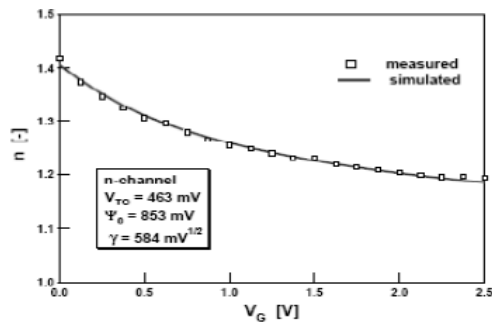
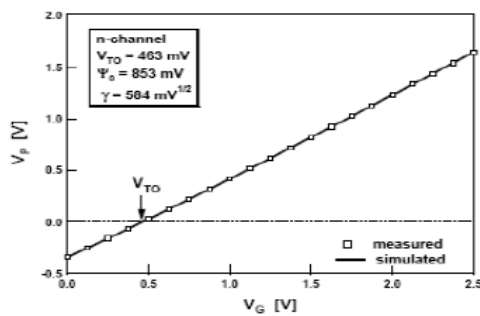
- ❖ Τάση κατωφλίου V_{TO} [V] (threshold voltage):

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

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

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

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



Σχ 2.3 – V_P , n Vs V_G

A.2.2 Ρεύμα καναλιού

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

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

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

Συνδέοντας τα παραπάνω:

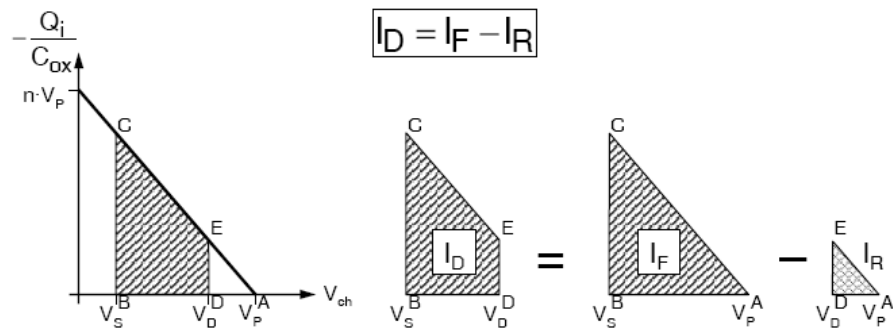
$$I_D|_x = \mu W \cdot \left[-\frac{Q'_i(x)}{n \cdot C'_{ox}} + U_T \right] \frac{\partial Q'_i}{\partial x}$$

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

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

$$= I_F - I_R$$

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



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

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 .

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

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

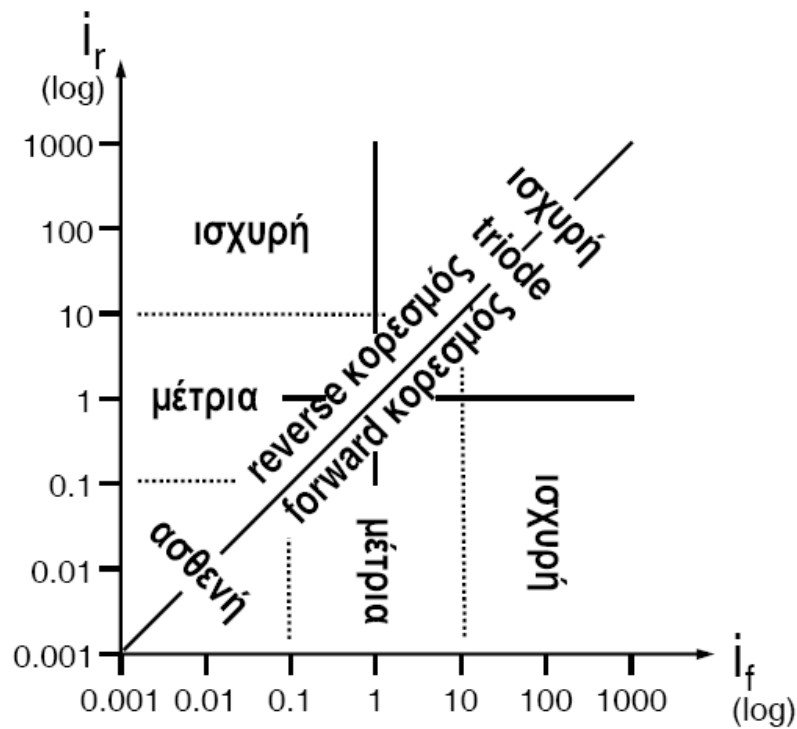
❖ Το ρεύμα καναλιού εξαρτάται **μόνο** από τα **φορτία** αναστροφής στο **source** q_s και στο **drain** q_d

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

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

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

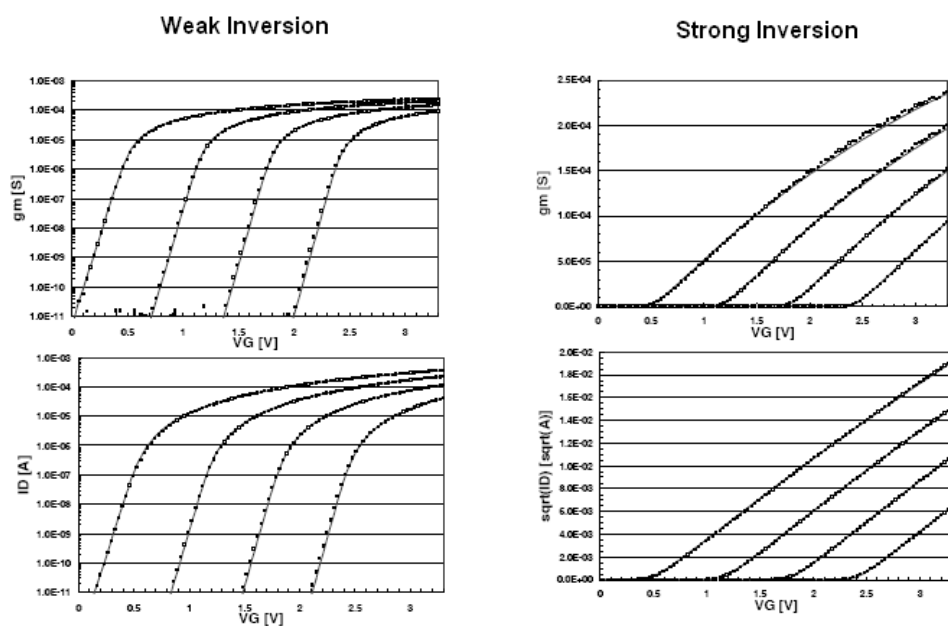
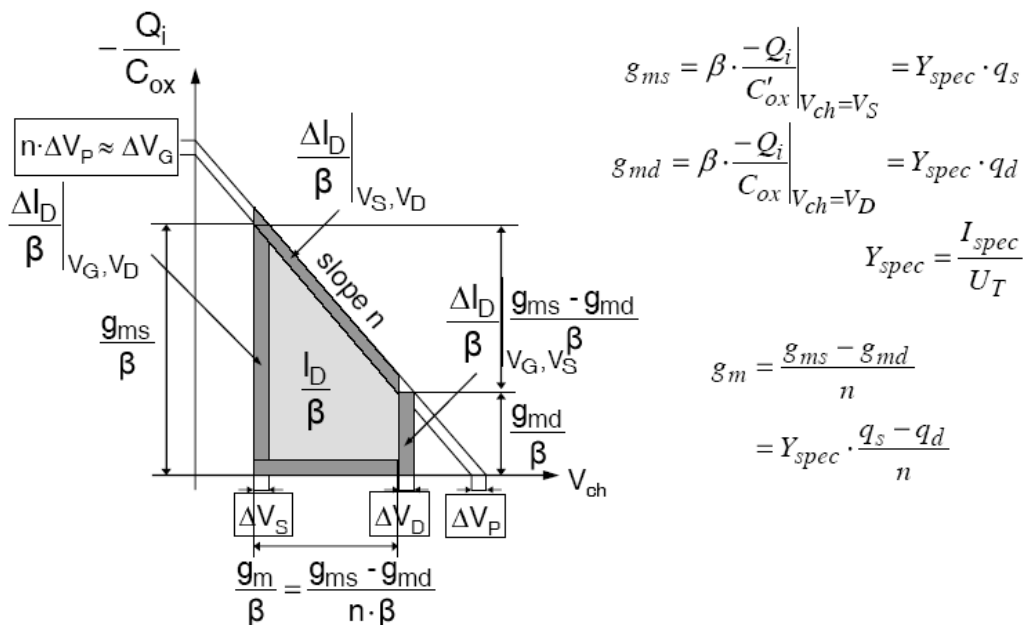
$$\text{με} \quad q_i = Q_i/Q_{spec} \quad \text{και} \quad Q_{spec} = -2 \cdot n \cdot C_{ox} \cdot U_T$$



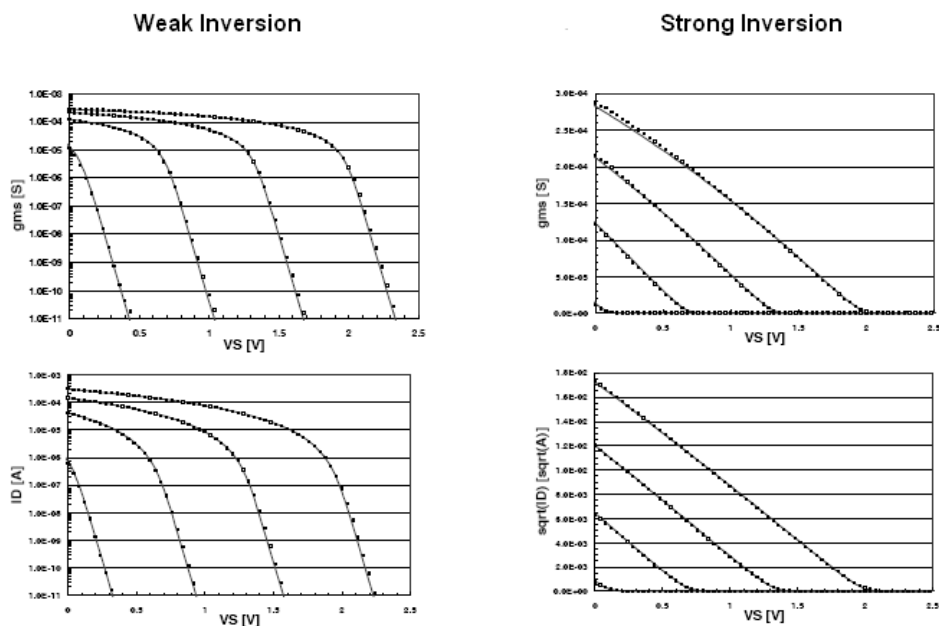
Σχ Α.4 – Επίπεδα αναστροφής του MOS τρανζίστορ (vs. i_f και i_r)

Σε περιοχή κορεσμού, όπως φαίνεται και από το Σχ. Α.4 το κανονικοποιημένο ρεύμα $\dot{i}_r$ γίνεται μηδέν με αποτέλεσμα $\dot{i}_d = \dot{i}_f$.

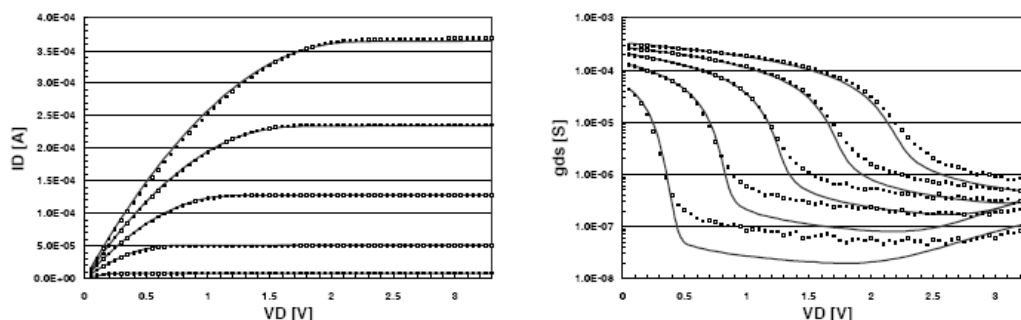
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται πως ορίζονται οι διαγωγιμότητες του τρανζίστορ ενώ ακολουθούν κάποια γραφήματα που δείχνουν τη λειτουργία του τρανζίστορ τόσο σε ασθενή όσο και σε ισχυρή αναστροφή.



Σχ Α.5 – Gm,Id Vs VG



Σχ A.6 – Gms,Id Vs VS



Σχ A.7 – Gds,Id Vs VD

A.2.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την την απόδοση του MOSFET

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

- 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.

b) Με το οριζόντιο πεδίο λόγω περιορισμού της ταχύτητας **Velocity Saturation**. Αυτό αποτελεί την κύρια αιτία περιορισμού του ρεύματος ιδιαίτερα για τρανσίστορ μικρού L και παρατηρείται κυρίως στα NMOS. Σε αυτήν την περίπτωση το κανονικοποιημένο ρεύμα ισούται με $i_d = \frac{(q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d)}{(1 + \lambda_c (q_s - q_d))^3}$ όπου $\lambda_c = \frac{2U_T}{E_{crit} (L_{eff} - \Delta L_{clm})}$

Άλλα φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του τρανσίστορ είναι:

- Φαινόμενο Διαμόρφωσης μήκους καναλιού L **Channel Length Modulation**. Βασικό του χαρακτηριστικό είναι ότι αυξάνει (επιδεινώνει) την αγωγιμότητα εξόδου του τρανσίστορ 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.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] B. Razavi, *“Design Of Analog CMOS Integrated Circuits”*, McGraw Hill, 2001.
- [2] Α. Μπαζίγος, *“Μοντελοποίηση MOS τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες”*, PhD Thesis, EMII, 2008.
- [3] C. C. Enz, A. S. Porret, *“Non-Quasi-Static (NQS) Thermal Noise Modeling of the MOS Transistor”*, IEE Proc. – Circuits, Devices and Systems, Vol. 151, Nr. 2, pp. 155-166, April 2004.
- [4] J. Chang, A. A. Abidi, Y. R. Viswanathan, *“Flicker noise in CMOS transistors from subthreshold to strong inversion at various temperatures”*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41, No. 11, Nov. 2004.
- [5] C. Enz, E. Vittoz, *“Charge Based MOS Transistor Modeling”*, John Wiley and Sons, 2006.
- [6] A. L. M. Whorter, *“Semiconductor Surface Physics,”* R. H. Kingston, Ed. Philadelphia: University of Pennsylvania Press, P. 27, 1957.
- [7] M. Valenza, A. Hoffman, D. Sodini, A. Laigle, F. Martinez, D. Rigaud, *“Overview of the Impact of Downscaling Technology on 1/f Noise in MOSFETs to 90nm,”* IEE Proc. – Circ. Devices Syst., Vol. 151, No. 2, pp. 102 – 110, April 2004.
- [8] A. S. Roy, *“Noise and Small-Signal Modeling of Nanoscale MOSFETs”*, PhD Thesis Nr. 3921, EPFL, 2007.
- [9] G. Ghibaudo, *“A simple derivation of Reimbold’s drain current spectrum formula for flicker noise in MOSFETs,”* Solid State Electronics, Vol. 30, No. 10, pp. 1037 – 1038, Oct. 1987.
- [10] A. Van der Ziel, *“Unified presentation of 1/f noise in electron devices: Fundamental 1/f noise sources,”* Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 3, pp. 233 – 255, March 1988.
- [11] R. Kolarova, T Skotnicki, J.A. Chroboczek, *“Low frequency noise in thin Gate oxide MOSFETs,”* Microelectronics Reliability, Vol. 41, pp. 579 – 585, Feb. 2001.
- [12] P. Martin, G. Ghibaudo, *“1/f Noise Modeling at Low Temperature with the EKV3 Compact Model”*, Workshop on Compact Models, Proc. NSTI-Nanotech, Vol. 3, p. 636-9, 2009.
- [13] A. S. Roy, C. C. Enz, J. M. Sallese, *“Noise Modeling Methodologies in the Presence of Mobility Degradation and their Equivalence,”* IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 53, No. 2, pp. 348 – 355, Feb. 2006.
- [14] Α. Bazigos, M. Bucher, F. Krummenacher, J.-M. Sallese, A. S. Roy, C. Enz, *EKV3 Model Documentation, Ver. 301.02*, Technical University of Crete, 2008.

- [15] F. N. Hooge, “*1/f Noise*,” Physica, Vol. 83B, pp. 14 – 23, 1976.
- [16] X. Li, L. K. J. Vandamme, “*1/f Noise in Series Resistance of LDD MOSTs*,” Solid State Electronics, Vol. 35, No. 3, pp. 1471 – 1475, Oct. 1992.
- [17] M. Bucher, A. Bazigos, S. Yoshitomi, N. Itoh, “*A Scalable Advanced RFIC Design-Oriented MOSFET Model*,” Int. J. on RF and Microwave Computer Aided Eng., Vol. 18, Nr. 4, pp. 314-25, 2008.
- [18] A. J. Scholten, L. F. Tiemeijer, R. van Langevelde, R. J. Havens, A. T. A. Zegers-van Duijnhoven, V. C. Venezia, “*Noise Modeling for RF CMOS Circuit Simulation*,” IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 50, Nr. 3, pp. 618-32, 2003.
- [19] D. M. Binkley, “*Tradeoffs and Optimization in Analog CMOS Design*,” John Wiley and Sons, 2008.
- [20] J. W. Wu, J. W. You, H. C. Ma, C. C. Cheng, C. F. Hsu, C. S. Chang, G.-W. Huang, T. Wang, “*Excess Low-Frequency Noise in Ultrathin Oxide n-MOSFETs Arising from Valence-Band Electron Tunneling*,” IEEE Trans. Electron Devices Vol. 52, Nr. 9, pp. 2061-6, Sept. 2005.
- [21] N. Mavredakis, A. Antonopoulos, M. Bucher, “*Bias Dependence of Low Frequency Noise in 90nm CMOS*,” Int. Conf. NSTI Microtech, Workshop on Compact Models, June 22-25, 2010.
- [22] N. Mavredakis, A. Antonopoulos, M. Bucher, “*Measurement and Modelling of 1/f Noise in NMOS and PMOS Devices*,” submitted, 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC), Belgrade, Serbia, Nov. 23-25, 2010.

ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ ΣΗΜΕΙΩΜΑ

Επώνυμο: **Μαυρεδάκης**
Όνομα: **Νικόλαος**
Πατρώνυμο: **Αναστάσιος**
Ημερομηνία γέννησης: **11/05/1981**
Διεύθυνση: **Τσικαλαριά Χανίων**
Τηλέφωνα: **2821089972**
6974840028
E-mail: **nmavredakis@yahoo.com**

1999 : **Απόφοιτος Ενιαίου Λυκείου Σούδας**

Προπτυχιακές Σπουδές:

1999 – 2006: **Πολυτεχνείο Κρήτης**

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Βαθμός Πτυχίου : 7.59

Επαγγελματική & Ερευνητική Δραστηριότητα:

- 03/2008 – 08/2008: Εργαστηριακές ασκήσεις ως διδάσκων ΠΔ 407/80 στο μάθημα «Ηλεκτρονική II».
- 09/2007 – 02/2008: Εργαστηριακές ασκήσεις ως διδάσκων ΠΔ 407/80 στο μάθημα «Σχεδίαση Αναλογικών CMOS Κυκλωμάτων».
- 05/2007 – 12/2007: “Μελέτη και Μοντελοποίηση Θορύβου σε MOS Τρανζίστορ”, Έρευνα στα πλαίσια του προγράμματος χρηματοδότησης Βασικής Έρευνας, Ειδικός Λογαριασμός Κονδυλίων Έρευνας, Πολυτεχνείο Κρήτης, 2007.
- 10/2006 – έως σήμερα: Βοηθός στο εργαστήριο Μικροηλεκτρονικής Πολυτεχνείου Κρήτης – Μεγάλη εμπειρία σε διεξαγωγή on wafer μετρήσεων σε CMOS διατάξεις διαφόρων τεχνολογιών. (Μετρήσεις ρεύματος και τάσης χαμηλών και υψηλών συχνοτήτων καθώς και μετρήσεις θορύβου)

Δημοσιεύσεις:

- [1] **N. Mavredakis**, A. Antonopoulos, M. Bucher, *“Measurement and Modeling of 1/f Noise in 180nm NMOS and PMOS Devices”*, submitted, 5th European Conf. on Circuits & Systems for Communications (ECCSC 2010), Belgrade, Serbia, Nov. 23-25, 2010.
- [2] **N. Mavredakis**, M. Bucher, *“Modeling of Flicker Noise in 90nm CMOS”*, 8th Annual Graduate Student Meeting on Electronic Engineering, University Rovira i Virgili (URV), Tarragona, Spain, June 28-29, 2010.
- [3] **N. Mavredakis**, A. Antonopoulos, M. Bucher, *“Bias Dependence of Low Frequency Noise in 90nm CMOS”*, Int. Conf. Micro-Nanotech, Workshop on Compact Modeling (WCM 2010), Anaheim, California, U.S.A., June 21-25, 2010.
- [4] A. Antonopoulos, **N. Mavredakis**, N. Makris, M. Bucher, *“System Level Analysis of a Direct-Conversion WiMAX Receiver at 5.3GHz and Corresponding Mixer Design”*, Proc. 15th Int. Conf. on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2008), pp. 291-296, Poznan, Poland, June 19-21, 2008.
- [5] **N. Mavredakis**, M. Bucher, *“Inversion-Level Based Design of a 5.5GHz RF CMOS Low-Noise Amplifier”*, Proc. 13th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2006), pp. 74-77, Nice, France, Dec. 10-13, 2006.