

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

**Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών
Υπολογιστών**



**Μελέτη της συμπεριφοράς διαγωγιμοτήτων
σε προηγμένες τεχνολογίες CMOS**

Διπλωματική εργασία

Δηλές Γιώργος

Εξεταστική Επιτροπή

Επίκουρος Καθηγητής Matthias Bucher (Επιβλέπων)
Καθηγητής Απόστολος Δόλλας
Καθηγητής Κωνσταντίνος Καλαιτζάκης

Χανιά Ιανουάριος 2010

Περίληψη

Η τεχνολογία CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) κατέχει κεντρική θέση στη σχεδίαση ηλεκτρονικών συστημάτων και χρησιμοποιείται σε ένα τεράστιο εύρος εφαρμογών. Αυτό έχει οδηγήσει σε ραγδαία πρόοδο την έρευνα πάνω σε νέες τεχνολογίες και γεωμετρίες CMOS. Καθώς η έρευνα εξελίσσεται, οι σχεδιαστές καλούνται να εκμεταλλευτούν τα χαρακτηριστικά των καινούριων τεχνολογιών και των μικρότερων γεωμετριών και να τα ενσωματώσουν στο έργο τους. Η έλλειψη πραγματικών μετρήσεων των χαρακτηριστικών αυτών για σχεδίαση αναλογικών CMOS κυκλωμάτων και η αδυναμία της θεωρητικής ανάλυσης με την παραδοσιακή προσέγγιση να συμπεριλάβει όλες τις παραμέτρους οδηγεί τους σχεδιαστές στη χρήση εργαλείων προσομοίωσης. Η εμφάνιση όμως φαινομένων στις μικρές γεωμετρίες που είχαν μικρή επιρροή στις μεγαλύτερες ή και το αντίθετο είναι μερικοί από τους λόγους που καθιστούν την μοντελοποίηση και την πρόβλεψη της συμπεριφοράς των τρανζίστορ CMOS επισφαλή και περίπλοκη.

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πραγματικών μετρήσεων που έγιναν σε τεχνολογία CMOS 110 nm, σε μεγάλο εύρος γεωμετριών και συνθηκών πόλωσης. Παρουσιάζεται και αναλύεται η συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων σε τρανζίστορ NMOS και PMOS, της τάσης Early καθώς και του εσωτερικού κέρδους τάσης (Intrinsic Voltage Gain) ως προς την κλιμάκωση (scaling) και την πόλωση. Οι διαγωγιμότητες παρουσιάζονται κανονικοποιημένες (ως προς το ρεύμα υποδοχής I_D), ώστε η σύγκριση μεταξύ διαφορετικών γεωμετριών και συνθηκών πόλωσης να είναι εύκολη και ουσιαστική, ενώ όλα τα μεγέθη απεικονίζονται ως προς τον συντελεστή αντιστροφής (inversion coefficient ή IC) καλύπτοντας όλο το εύρος από ασθενή έως και ισχυρή αναστροφή. Παράλληλα, τα παραπάνω ευρήματα συγκρίνονται με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν με το EKV MOS μοντέλο.

Τα δεδομένα αυτά θα μπορούν αφενός να χρησιμοποιηθούν ως οδηγός στους σχεδιαστές προηγμένων αναλογικών CMOS κυκλωμάτων, κι αφετέρου ως οδηγός, μέτρο σύγκρισης και επιβεβαίωσης στους σχεδιαστές των εργαλείων προσομοίωσης.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη.....	3
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	4
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ	5
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	1
1.1. Για την τεχνολογία CMOS	1
1.2. Σχεδίαση Αναλογικών CMOS κυκλωμάτων	1
1.3. Σκοπός της παρούσης εργασίας	3
1.4. Δομή της εργασίας.....	4
2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ.....	6
2.1. Μοντέλο μικρού σήματος και ανάλυση	6
2.2. Πειραματική Διαδικασία(setup)	11
2.3. Υπολογισμοί και παραδοχές.....	13
3. ΔΙΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΕΣ ΜΙΚΡΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟ ΚΕΡΔΟΣ ΤΑΣΗΣ.....	16
3.1. Διαγωγιμότητα πύλης.....	16
3.1.1. Φαινόμενα δεύτερης τάξης	17
3.1.2. Μετρήσεις	18
3.2. Διαγωγιμότητα σώματος	27
3.2.1. Μετρημένες Τιμές.....	28
3.3. Αγωγιμότητα υποδοχής	37
3.3.1. Φαινόμενα δεύτερης τάξης	37
3.3.2. Μετρημένες Τιμές.....	39
3.4. Διαγωγιμότητα πηγής.....	47
3.4.1. Μετρούμενες τιμές	47
3.5. Εσωτερικό Κέρδος Τάσης (Intrinsic voltage gain)	55
3.6. Σύγκριση με Θεωρητικό και EKV μοντέλο	61
3.6.1. . EKV3 μοντέλο	61
3.6.2. . Συνάρτηση G(IC).....	66
3.7. Σύνοψη	73
4. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	76
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	78

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1 Η κλιμάκωση του μήκος καναλιού τρανζίστορ ιστορικά.	2
Σχήμα 2.1 Συμβολική αναπαράσταση , Διατομή και Στατικό μοντέλο μικρού σήματος MOSFET.....	7
Σχήμα 2.2 Συνδεσμολογία μετρήσεων	
Σχήμα 3.1 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC για nMOS και pMOS. $V_{ds}=600mV$	19
Σχήμα 3.2 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC για (α)nMOS και (β)pMOS. $V_{ds}=V_{gs}$	21
Σχήμα 3.3 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκη καναλιού (α) $L=10\mu m$, (β) $L=250nm$, (γ) $L=110nm$, και (δ) $L=110nm$ σε ασθενή αντιστροφή. $V_{ds}=300,600,900mV$	23
Σχήμα 3.4 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε ασθενή αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. $V_{ds}=600mV$ και $V_{sb}=0$	24
Σχήμα 3.5 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε μέτρια αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. $V_{ds}=600mV$ και $V_{sb}=0$	25
Σχήμα 3.6 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε ισχυρή αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. ($V_{ds}=V_{gs}$ και $V_{sb}=0$).....	27
Σχήμα 3.7 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC για (α)nMOS και (β)pMOS. ($V_{ds}=900mV$).....	29
Σχήμα 3.8. Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε ασθενή αντιστροφή σε (α)nMOS και (β)pMOS. ($V_{ds}=900mV$).....	31
Σχήμα 3.9 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε μέτρια αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. ($V_{ds}=900mV$).....	32
Σχήμα 3.10 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε ισχυρή αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. ($V_{ds}=900mV$).....	33
Σχήμα 3.11 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκη καναλιού (α) $L=110nm$, (β) $L=150nm$, και (γ) $L=250nm$ σε ασθενή και μέτρια αντιστροφή. $V_{ds}=300,600,900mV$	34
Σχήμα 3.12 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς το μήκος καναλιού L για συντελεστή αντιστροφής IC κοντά στο 0,1 (ασθενή αντιστροφή)σε nMOS.....	35
Σχήμα 3.13 Λόγος διαγωγιμότητας σώματος προς διαγωγιμότητα πηγής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS.	36
Σχήμα 3.14 Λόγος διαγωγιμότητας σώματος προς διαγωγιμότητα πηγής ως προς το μήκος καναλιού L για συντελεστή αντιστροφής IC κοντά στο 0,1 (ασθενή αντιστροφή)σε nMOS	36

Σχήμα 3.15 Κανονικοποιημένη αγωγιμότητα υποδοχής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS και pMOS για διάφορες τάσεις Vds.	41
Σχήμα 3.16 Τάση Early VA ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διάφορες τάσεις Vds.	43
Σχήμα 3.17 Τάση Early VA (μέσος όρος) ως προς το μήκος καναλιού για όλες τις τιμές του συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διάφορες τάσεις Vds.....	44
Σχήμα 3.18 Τάση Early VA ως προς το μήκος καναλιού για συγκεκριμένες περιοχές του συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διάφορες τάσεις Vds..	46
Σχήμα 3.19 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS και pMOS.....	48
Σχήμα 3.20 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS και pMOS για ασθενή, μέτρια και ισχυρή αντιστροφή.	51
Σχήμα 3.21 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς το μήκος καναλιού για τιμές του συντελεστή αντιστροφής IC 0,01 (ασθενής αντιστροφή)σε nMOS.	52
Σχήμα 3.22 Λόγος διαγωγιμότητα πύλης προς διαγωγιμότητα πηγής ως προς το μήκος καναλιού για συντελεστή αντιστροφής IC=0,01 σε nMOS.	52
Σχήμα 3.23 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής σε nMOS ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC 0,01 για διαφορετικές τάσεις Vds και διαφορετικά μήκη καναλιού.....	54
Σχήμα 3.24 Διαγωγιμότητα πηγής όπως μετρήθηκε και όπως υπολογίστηκε ως το άθροισμα των υπολοίπων, ως προς το μήκος καναλιού για συντελεστή αντιστροφής IC=0,01 σε nMOS..	55
Σχήμα 3.25 Εσωτερικό κέρδος τάσης ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS και pMOS για διαφορετικές τάσεις Vds.....	58
Σχήμα 3.26 Εσωτερικό κέρδος τάσης ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διαφορετικές τάσεις Vds σε ασθενή, μέτρια και ισχυρή αντιστροφή.	61
Σχήμα 3.27 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πύλης με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) L=4μm και (β) L=110nm.	62
Σχήμα 3.28 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πηγής με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) L=4μm και (β) L=110nm.	63
Σχήμα 3.29 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας σώματος με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) L=4μm και (β) L=110nm.....	64
Σχήμα 3.30 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας υποδοχής-πηγής με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) L=4μm και (β) L=110nm..	65
Σχήμα 3.31 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πύλης με την συνάρτηση G(IC)/n, σε nMOS και pMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού L=10μm.	66

Σχήμα 3.32 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πύλης με την συνάρτηση $G(IC)/n$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=110nm$	67
Σχήμα 3.33 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πηγής με την συνάρτηση $G(IC)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$	68
Σχήμα 3.34 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας σώματος με την συνάρτηση $G(IC)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$	69
Σχήμα 3.35 Μοντελοποίηση της επίδρασης της κλιμάκωσης στην διαγωγιμότητα πηγής , μέσω της συνάρτησης $G(L)=0,9925/(1+(1,45E-8/L))$	70
Σχήμα 3.36 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πηγής με την συνάρτηση $GL(IC)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$	71
Σχήμα 3.37 Μοντελοποίηση της επίδρασης της κλιμάκωσης στην διαγωγιμότητα σώματος , μέσω της συνάρτησης $GG(L)=0,119/(1+(2,95E-8/L))$	72
Σχήμα 3.38 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας σώματος με την συνάρτηση $GL(IC)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$	73
Σχήμα 3.39 Σύνολο των διαγωγιμοτήτων ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε (α)nMOS και (β)pMOS για μεγάλο ($L=2\mu m$) και μικρό($L=110nm$) μήκος καναλιού.	74

1. Εισαγωγή

1.1. Για την τεχνολογία CMOS

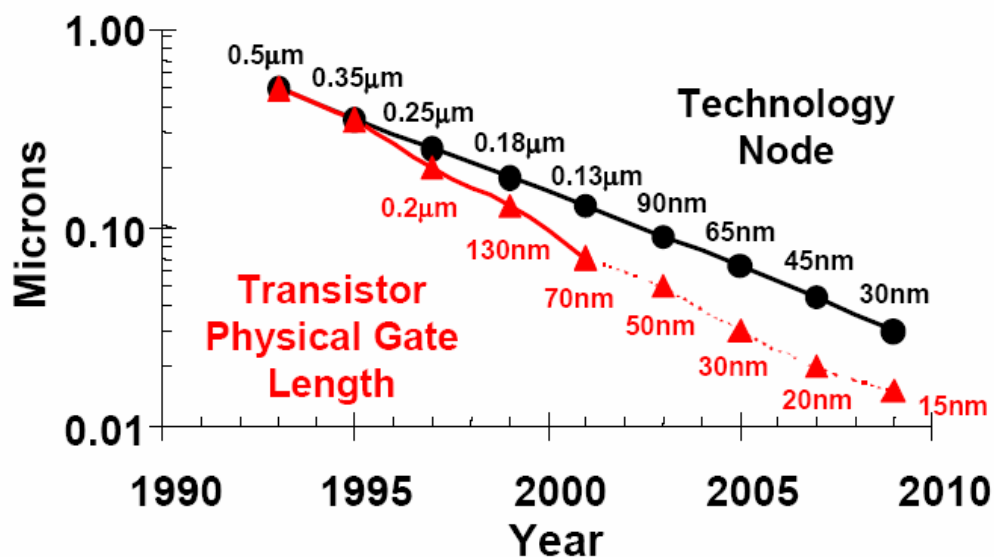
Επισήμως, η πατέντα που καλύπτει τη θεμελιώδη αρχή της τεχνολογίας CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) εκδόθηκε την 5^η Δεκεμβρίου του 1967 και είχε παρουσιαστεί από τον Frank Wanlass της Fairchild Semiconductor Research and Development την 18^η Ιουνίου 1963 (U.S. Patent 3.356.858). Μέχρι την δεκαετία του 1980 όμως, τα κυκλώματα CMOS χρησιμοποιήθηκαν με φειδώ εξαιτίας της περιπλοκότητας της κατασκευής τους και της μεγάλης επιφάνειας πυριτίου που απαιτούσαν. Η πρόοδος της τεχνολογίας όμως και η ανάγκη για τρανζίστορ μικρής κατανάλωσης ισχύος για υποστήριξη μεγάλου μεγέθους ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, έφερε την τεχνολογία CMOS σε πλεονεκτική θέση σε σχέση με τα διπολικά τρανζίστορ που είχαν μέχρι τότε τα ηνία της αγοράς.

Η ευρεία χρήση της σε πλήθος εφαρμογών είχε αποτέλεσμα την ραγδαία ανάπτυξή της. Η τεχνολογική εξέλιξη οδήγησε στην επίτευξη όλο και μικρότερων διαστάσεων MOSFET, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.1, γεγονός που αντιστοιχεί και σε υψηλότερη απόδοση [10,9]. Η πρόοδος αυτή, προσφέρει νέες δυνατότητες αλλά και νέες προκλήσεις και ζητήματα στους σχεδιαστές αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων. Και αν η πρόοδος αυτή είναι εξαιρετικά ωφέλιμη στα ψηφιακά, αυτό είναι συζητήσιμο στα αναλογικά κυκλώματα [11,12,13].

1.2. Σχεδίαση Αναλογικών CMOS κυκλωμάτων

Εφαρμογές όπως ασύρματες και οπτικές επικοινωνίες, πολυμέσα και γενικότερα οτιδήποτε έχει σχέση με διεπαφή με τον φυσικό κόσμο απαιτεί αναλογικά κυκλώματα. Δουλειά του σχεδιαστή αναλογικών κυκλωμάτων είναι να μελετήσει τις απαιτήσεις του συστήματος και να συνθέσει ένα κύκλωμα που θα περιέχει διάφορες τοπολογίες από συνδεδεμένα MOSFETs (metal-oxide semiconductor field effect transistors). Στην συνέχεια καλείται να επιλέξει τα χαρακτηριστικά κάθε MOSFET ξεχωριστά (όπως πλάτος, μήκος, ρεύμα υποδοχής κλπ). Η επιλογή αυτή απαιτεί βαθιά

γνώση των χαρακτηριστικών των MOSFET και πως αυτά συνδέονται μεταξύ τους με αντικρουόμενες, συνήθως τάσεις, γεγονός που αφενός προσφέρει στον σχεδιαστή μεγάλη ελευθερία σχεδίασης και αφετέρου, του δημιουργεί αντικρουόμενους περιορισμούς. Συνήθως στα αρχικά στάδια της σχεδιαστικής διαδικασίας, χρησιμοποιούνται απλά μοντέλα που επιτρέπουν την ανάλυση με το χέρι, για την πρόβλεψη της συμπεριφοράς του κυκλώματος και τη βελτιστοποίησή του. Από την στιγμή που τα χαρακτηριστικά βρεθούν, ακολουθούν πιο σύνθετα μοντέλα προσομοίωσης που δίνουν μια ακριβέστερη εικόνα της συμπεριφοράς του κυκλώματος [1].



Σχήμα 1.1 Η κλιμάκωση του μήκος καναλιού τρανζίστορ τα τελευταία 20 χρόνια.

Δυστυχώς η μοντελοποίηση του MOSFET είναι ένα θέμα που έχει απασχολήσει έντονα την επιστημονική και την βιομηχανική κοινότητα και παρά το σημαντικό του θέματος και τις ανάλογες προσπάθειες δεν έχουν βρεθεί ακόμα λύσεις που να καλύπτουν πλήρως τις ανάγκες της σχεδίασης[9]. Τις περισσότερες φορές για την πρόβλεψη της συμπεριφοράς χρησιμοποιούνται απλοϊκά μοντέλα που αδυνατούν να συμπεριλάβουν όλες τις παραμέτρους οδηγώντας συχνά σε ανακριβή αποτελέσματα. Η ταχύτατη κλιμάκωση σε μικρότερες γεωμετρίες δυσχεραίνει την κατάσταση, με τη συμπεριφορά των νέων τρανζίστορ να μην παρουσιάζει απόλυτη συμμετρία με τα προηγούμενα αχρηστεύοντας τα παλιά μοντέλα.

Η εμφάνιση φαινομένων όπως εντονότερα κβαντικά φαινόμενα, velocity saturation effects και DIBL(Drain Induced Barrier Lowering) στην ισχυρή και ασθενή αναστροφή αντίστοιχα καθιστά την μοντελοποίηση δύσκολη και την πρόβλεψη στις περιοχές αυτές επισφαλής. Από την άλλη η μείωση της τάσης παροχής και η αδυναμία κλιμάκωσης της τάσης κατωφλίου κάνουν την λειτουργία σε μέτρια αναστροφή ελκυστική, προσφέροντας υψηλή διαγωγιμότητα πύλης και κέρδος τάσης. Η σωστή μοντελοποίηση όμως σε μέτρια αναστροφή ανέκαθεν συναντούσε

δυσκολίες όταν χρησιμοποιούνταν εμπειρικά MOSFETs μοντέλα οδηγώντας συχνά σε σοβαρά λάθη [2].

Η δεύτερη επιλογή που έχει ο σχεδιαστής είναι να χρησιμοποιήσει πολύπλοκα μοντέλα που καλύπτουν όλες τις παραμέτρους προσφέροντάς του μια ακριβή περιγραφή και την βεβαιότητα ότι το τελικό κύκλωμα θα είναι εντός των προδιαγραφών. Η τεράστια υπολογιστική απαίτηση των τελευταίων όμως καθιστά την εκτέλεση προσομοίωσης εξαιρετικά χρονοβόρα και την χρήση των εργαλείων αυτών απαγορευτική πριν το τελικό στάδιο της σχεδίασης.

Το πρόβλημα εμφανίζεται και λόγω της συχνής έλλειψης πραγματικών μετρήσεων της συμπεριφοράς των νέων τεχνολογιών που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν είτε ως αναφορά για τον σχεδιαστή αναλογικών κυκλωμάτων είτε ως μέσο εξαγωγής και επιβεβαίωσης μοντέλων προσομοίωσης. Η τεχνολογία CMOS εξελίσσεται με τέτοιο ρυθμό που είναι δύσκολο μια νέα τεχνολογία να αναλυθεί και να μοντελοποιηθεί πλήρως πριν εμφανιστεί μια καινούρια. Οι κατασκευαστές δεν αναφέρουν μετρήσεις και προδιαγραφές των τρανζίστορ για αναλογικά κυκλώματα και στην βιβλιογραφία υπάρχουν ελάχιστες δημοσιεύσεις επάνω στο θέμα αυτό. Το αποτέλεσμα είναι η παντελής έλλειψη ακριβούς απεικόνισης της συμπεριφοράς των τρανζίστορ μέσα από πραγματικές μετρήσεις για την πλειοψηφία των νέων τεχνολογιών και γεωμετριών CMOS. Αυτό οδηγεί τον σχεδιαστή να συμβουλευεται εργαλεία προσομοίωσης που με τη σειρά τους βασίζονται σε απλά και ξεπερασμένα μοντέλα με αποτέλεσμα, όπως αναφέραμε, συχνά λάθη. Στο φαινόμενο αυτό, στην έλλειψη δηλαδή πραγματικών μετρήσεων για πολλές νέες τεχνολογίες και μικρές γεωμετρίες όσον αφορά την σχεδίαση αναλογικών CMOS κυκλωμάτων βασίζεται και η παρούσα εργασία.

1.3. Σκοπός της παρούσης εργασίας

Στην παρούσα εργασία παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πραγματικών μετρήσεων που έγιναν σε τεχνολογία CMOS 110 nm. Παρουσιάζεται και αναλύεται κυρίως η συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων μικρού σήματος και η εξάρτησή τους από την πόλωση και την κλιμάκωση (scaling). Η γνώση των παραμέτρων αυτών είναι ιδιαίτερα σημαντική στον σχεδιαστή γιατί επηρεάζουν την αντίσταση, το κέρδος σήματος, το bandwidth και τον θερμικό θόρυβο των αναλογικών κυκλωμάτων.

Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζονται οι διαγωγιμότητες πύλης, πηγής, σώματος και υποδοχής και απεικονίζονται κανονικοποιημένες ως προς το ρεύμα υποδοχής. Αυτό διευκολύνει την σύγκριση μεταξύ των διαγωγιμοτήτων σε διαφορετικά μήκη και διαφορετικές περιοχές αναστροφής [3]. Η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη (V_G) ξεκινά από -240 mV και φτάνει το 1,2 V, ενώ η τάση υποδοχής (V_D) παίρνει τιμές 300 mV, 600 mV και 900 mV με τον όρο ότι βρισκόμαστε πάντα σε

περιοχή κορεσμού. Οι τάσεις πηγής και σώματος (V_S και V_B αντίστοιχα) είναι μηδέν για τον υπολογισμό των διαγωγιμοτήτων πύλης και υποδοχής και προσαρμόζονται κατάλληλα για τις διαγωγιμότητες σώματος και πηγής (περισσότερες λεπτομέρειες για τη πειραματική διαδικασία στο Κεφάλαιο 2).

Στη συνέχεια υπολογίζεται και παρουσιάζεται το εσωτερικό κέρδος τάσης. Το εσωτερικό κέρδος τάσης έχει σημασία γιατί αντιπροσωπεύει το μέγιστο κέρδος τάσης διαθέσιμο σε ένα τρανζίστορ και εμφανίζεται ως δείκτης ποιότητας σε υπολογισμούς αντιστάσεων μικρού σήματος και κέρδους.

Τα παραπάνω μεγέθη μετρήθηκαν και απεικονίζονται σε όλα τα επίπεδα αναστροφής, από πολύ ασθενή έως μέτρια και ισχυρή. Το επίπεδο αναστροφής εκφράζεται με την βοήθεια του συντελεστή αναστροφής (Inversion Coefficient ή IC), ένα ισχυρό «εργαλείο» που εισήγαγε το EKV MOS μοντέλο [1]. Οι μετρήσεις αφορούν και nMOS και pMOS τρανζίστορ.

Τέλος, τα ευρήματα των μετρήσεων συγκρίνονται με τα αποτελέσματα προσομοίωσης του EKV MOS μοντέλου, και προτείνεται προσαρμογή του θεωρητικού μοντέλου βασισμένου στην συνάρτηση $G(IC)$.

Τα παραπάνω αποτελέσματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως οδηγός στον σχεδιαστή αναλογικών CMOS κυκλωμάτων, ώστε να μπορεί να αξιολογήσει ακριβέστερα την συμπεριφορά των MOSFETs και του κυκλώματος γενικότερα. Από την άλλη οι σχεδιαστές εργαλείων προσομοίωσης μπορούν να χρησιμοποιήσουν τα αποτελέσματα είτε ως οδηγό είτε ως μέτρο σύγκρισης και επιβεβαίωσης για το μοντέλο τους.

1.4. Δομή της εργασίας

Μετά το τρέχον –πρώτο- κεφάλαιο το οποίο αποτελεί και την εισαγωγή της διπλωματικής ακολουθούν τρία ακόμη κεφάλαια.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται αναλυτική περιγραφή της πειραματικής διαδικασίας. Περιγράφεται το μοντέλο μικρού σήματος, η διαδικασία μετρήσεων, οι συνθήκες καθώς και οι παραδοχές που έγιναν κατά τους υπολογισμούς.

Στο τρίτο κεφάλαιο –που αποτελεί και το κύριο μέρος της εργασίας- παρουσιάζονται αναλυτικά τα αποτελέσματα των μετρήσεων για τις διαγωγιμότητες, γίνεται ανάλυση της συμπεριφοράς τους και υπολογίζεται το εσωτερικό κέρδος τάσης. Παράλληλα γίνεται σύγκριση με το εργαλείο προσομοίωσης EKV MOS και προτείνεται θεωρητικό μοντέλο βασισμένο στα δεδομένα.

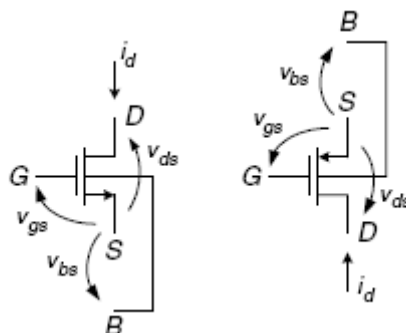
Στο τέταρτο και τελευταίο κεφάλαιο γίνονται παρατηρήσεις και εξάγονται χρήσιμα συμπεράσματα. Το κεφάλαιο –όπως και η εργασία- κλείνει με τις δυνατότητες επέκτασης όσων παρουσιάστηκαν.

2. Θεωρητικό μοντέλο και Πειραματική διαδικασία

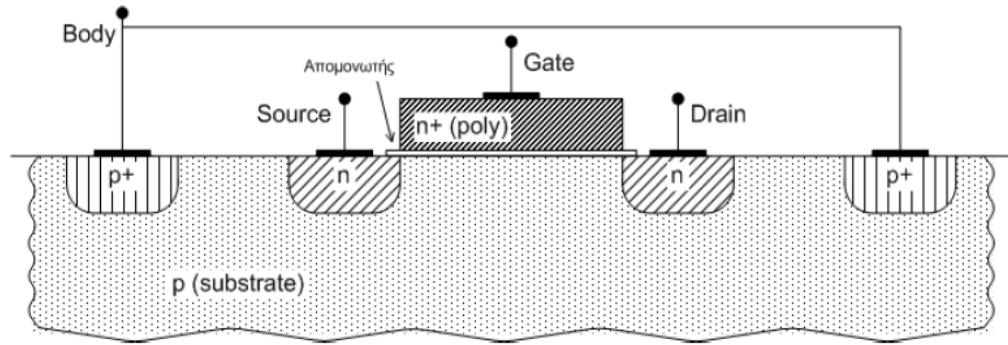
Το κεφάλαιο αυτό περιγράφει το μοντέλο μικρού σήματος και την διαδικασία που ακολουθήθηκε για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων. Περιγράφονται αναλυτικά τα εργαλεία που χρησιμοποιήθηκαν και η ρύθμισή τους, οι θεωρητικοί τύποι στους οποίους βασίστηκε η επεξεργασία των αποτελεσμάτων καθώς και όποιες παραδοχές έγιναν στη διάρκεια της διαδικασίας.

2.1. Μοντέλο μικρού σήματος και ανάλυση

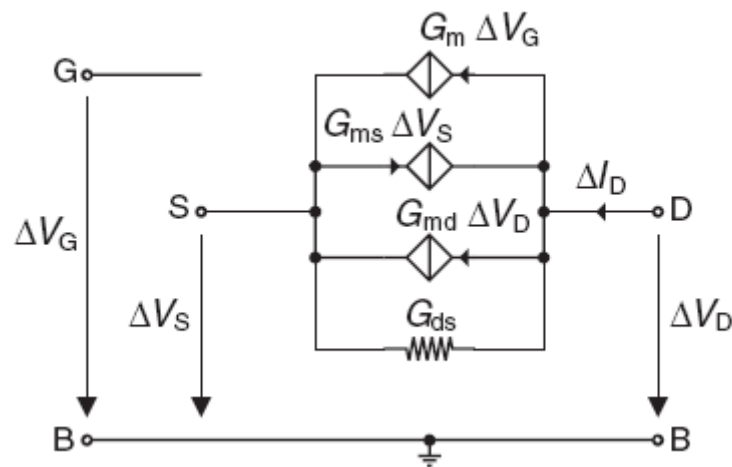
Στο σχήμα 2.1(α)(β) απεικονίζονται η συμβολική αναπαράσταση των MOS τρανζίστορ και οι ορισμοί των ρευμάτων και τάσεων μικρού σήματος, και η διατομή του τρανζίστορ αντίστοιχα. Στο Σχ. 2.1(γ) παρουσιάζεται το dc μοντέλο μικρού σήματος MOSFET. Το μοντέλο αυτό είναι ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ της ακριβούς αλλά περίπλοκης αναπαράστασης και της απλοϊκής αλλά ταχύτερης[4]. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για τις ανάγκες της διπλωματικής και προσφέρει απλή και γρήγορη αντίληψη της συμπεριφοράς του MOSFET για γενικού σκοπού αναλογικές εφαρμογές. Στο μοντέλο περιλαμβάνονται οι διαγωγιμότητες πύλης g_m , πηγής-υποδοχής g_{ds} και πηγής g_{ms} .



(α) Ορισμοί Τάσεων και Ρευμάτων στο MOS



(β) Απλοποιημένη διατομή ενός nMOSFET



(γ) Μοντέλο μικρού σήματος MOSFET

Σχήμα 2.1 α) συμβολική αναπαράσταση MOSFET (β) Διατομή nMOSFET (γ) Στατικό μοντέλο μικρού σήματος MOSFET.

Το μοντέλο δεν περιλαμβάνει τις αντιστάσεις πύλης, πηγής, υποδοχής που σχετίζονται με επαφές και αντιστάσεις του υλικού σώματος. Τέτοιες αντιστάσεις συνήθως θεωρούνται μηδαμινές για τις περισσότερες αναλογικές εφαρμογές μέσω προσεκτικής διάταξης (layout). Παρ' όλα αυτά η αντίσταση πηγής μπορεί να επηρεάσει την απόδοση σε μικρές γεωμετρίες στην περιοχή ισχυρής αντιστροφής όπου το ρεύμα είναι ισχυρό.[1]

Οι διαγωγιμότητες πύλης, υποδοχής, σώματος και πηγής ορίζονται ως:

$$\begin{aligned} g_{mg} &= \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_{S,D}} \\ g_{md} &= \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_{S,G}} \\ g_{ms} &= - \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_S} \right|_{V_{G,D}} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Σημειώνεται ότι όλες οι παραπάνω τάσεις αναφέρονται στο τοπικό υπόστρωμα. Οι g_{mg} και g_{mg} είναι ίσες με τις διαγωγιμότητες πύλης g_m και υποδοχής-πηγής g_{ds} αντίστοιχα, όπως αυτές ορίζονται σε μοντέλα που αναφέρονται στην πηγή. Η διαγωγιμότητα σώματος g_{mb} ορίζεται ως

$$g_{mb} = -\frac{\partial I_D}{\partial V_B} \Big|_{V_{G,D}} \quad (2.2)$$

για μοντέλα που αναφέρονται στην πηγή και συνδέεται με τις υπόλοιπες με τη σχέση

$$g_{ms} = g_{mg} + g_{md} + g_{mb} \quad (2.3)$$

Δυο ακόμα σημαντικές σχέσεις που συνδέουν τις διαγωγιμότητες είναι

$$g_{mg} = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n}, \text{ και } g_{mb} = \frac{n-1}{n}(g_{ms} - g_{md}) \quad (2.4)$$

όπου n είναι ο συντελεστής κλίσης (slope factor), και ορίζεται ως [3][5]

$$n = \left[\frac{\partial V_P}{\partial V_G} \right]^{-1} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\Psi_0 + V_P}} \quad (2.5)$$

με $\gamma = \sqrt{2q\varepsilon_{si}N_{sub}/C'_{ox}}$, ο παράγοντας υποστρώματος (substrate factor), και $\Psi_0 \cong 2Utln(N_{sub}/n_i)$, το δυναμικό Fermi του υποστρώματος. V_P είναι η τάση αποκοπής ή στραγγαλισμού (pinch off), και χρησιμοποιείται από το EKV MOSFET μοντέλο ως αναφορά για την τάση καναλιού. Προσεγγίζεται ικανοποιητικά [3] από

$$V_P \cong (V_G - V_{TO})/n \quad (2.6)$$

όπου V_{TO} η τάση κατωφλίου. Τα n και V_P εξαρτώνται από το μήκος καναλιού εξαιτίας του ανάστροφου φαινομένου κοντού καναλιού (reverse short channel effect ή RSCE), της συνδιαμόρφωσης φορτίου (charge sharing) και της πτώσης φράγματος λόγω τάσης στην υποδοχή (DIBL), φαινόμενα που επηρεάζουν αισθητά την τάση κατωφλίου και το παράγοντα υποστρώματος[2].

Τα φορτία αντιστροφής σε πηγή(q_s) και υποδοχή(q_d), σχετίζονται με τις ποσότητες $V_P - V_S$ και $V_P - V_D$ αντίστοιχα με βάση τις εξισώσεις [14,15,8]:

$$\begin{aligned} \frac{V_P - V_S}{U_T} &= 2q_s + lnq_s \\ \frac{V_P - V_D}{U_T} &= 2q_d + lnq_d \end{aligned} \quad (2.7)$$

Από την άλλη το ρεύμα υποδοχής I_D εκφράζεται ως [14]:

$$I_D = I_{spec}(i_f - i_r) \quad (2.8)$$

όπου I_{spec} το ειδικό ρεύμα (specific current) για το τρανζίστορ που αναλύεται παρακάτω, και το εμπρόσθιο και αντίστροφο ρεύμα (forward και reverse currents) i_f, i_r που σχετίζονται με τα q_s, q_d με βάση των [14]:

$$\begin{aligned} i_f &= q_s^2 + q_s \\ i_r &= q_d^2 + q_d \end{aligned} \quad (2.9)$$

Με τη σειρά τους, οι διαγωγιμότητες εκφράζονται με βάση τα φορτία αντιστροφής με την βοήθεια των[14]:

$$\begin{aligned} g_{ms} &= q_s \cdot \frac{I_{spec}}{U_T} \\ g_{md} &= q_d \cdot \frac{I_{spec}}{U_T} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Ο λόγος της διαγωγιμότητας προς το ρεύμα συνδέεται με το φορτία αντιστροφής, ή αλλιώς με το i_f , με τις εξισώσεις [8,2,14]:

$$\begin{aligned} \frac{g_{ms}}{I_D} U_T &= \frac{1}{1 + q_s} = \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + i_f}} \\ \frac{g_m}{I_D} U_T &= \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{1 + q_s} = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + i_f}} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Αγνοώντας τη διαγωγιμότητα g_{ds} που συνήθως είναι αρκετά μικρότερη από τις υπόλοιπες, ο συντελεστής κλίσης σε αδύναμη αντιστροφή μπορεί να υπολογισθεί από τις:

$$n = \frac{g_{ms}}{g_m} = 1 + \frac{g_{mb}}{g_m} \quad (2.12)$$

Αξίζει να σημειωθεί πως ο συντελεστής κλίσης n σε ασθενή αντιστροφή συχνά εκφράζεται μέσω της μεταστροφής ασθενούς αναστροφής (weak inversion ή subthreshold swing)

$$S_g = \ln(10) n U_T = 2.303 n U_T (\text{mV/decade}) \quad (2.13)$$

Το τελευταίο εκφράζει την απαιτούμενη αύξηση της τάσης πύλης-πηγής ώστε να προκύψει δεκαπλασιασμός του ρεύματος υποδοχής και κυμαίνεται στα 90 mV/δεκάδα για τυπικές τεχνολογίες CMOS, για $n=1.5$ και $U_T=25.9$ mV.

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, προς διευκόλυνση της σύγκρισης μεταξύ των διαγωγιμοτήτων σε διαφορετικά μήκη και διαφορετικές περιοχές αντιστροφής, το ρεύμα υποδοχής και οι διαγωγιμότητες κανονικοποιούνται[3]. Ο συντελεστής κανονικοποίησης για το ρεύμα υποδοχής ονομάζεται ειδικό ρεύμα (specific current) I_{spec} και ορίζεται ως:

$$I_{spec} = I_0 \cdot W_{eff}/L_{eff} \quad \mu\epsilon \quad I_0 = 2n\mu U_T^2 C'_{ox} \quad (2.14)$$

όπου n ο συντελεστής κλίσης (slope factor), μ η κινητικότητα, $U_T = kT/q$ η θερμική τάση και C'_{ox} η χωρητικότητα οξειδίου πύλης. Το I_0 ονομάζεται ρεύμα της τεχνολογίας (technology current) και για την προκειμένη τεχνολογία κυμαίνεται στα 600 nA για τα nMOS και στα 150 nA λόγω της μικρότερης κινητικότητας μ , για τα pMOS. Ο λόγος του ρεύματος υποδοχής I_D σε κορεσμό προς το ειδικό ρεύμα I_{spec} ονομάζεται συντελεστής αντιστροφής IC [5] και ορίζεται ως:

$$IC = I_D/I_{spec} \quad (2.15)$$

Ο συντελεστής αντιστροφής χρησιμοποιείται ως κριτήριο του βαθμού αντιστροφής ενός MOS τρανζίστορ. Χονδρικά, τιμές του IC μικρότερες του 0.1 αντιστοιχούν σε ασθενή αντιστροφή, ενδιάμεσες τιμές $0.1 < IC < 10$ σε μέτρια, και τιμές μεγαλύτερες του 10 σε ισχυρή.

Ο συντελεστής αντιστροφής, το μήκος καναλιού και το ρεύμα υποδοχής αποτελούν πλέον αρκετά συχνά τις σχεδιαστικές παραμέτρους στις οποίες βασίζεται ο σχεδιαστής αντικαθιστώντας την παραδοσιακή προσέγγιση όπου τις παραμέτρους αποτελούσαν το πλάτος καναλιού, το μήκος και το ρεύμα υποδοχής. Με αυτόν τον τρόπο ο σχεδιαστής συνειδητά επιλέγει τον βαθμό αντιστροφής του τρανζίστορ, γεγονός ιδιαίτερα σημαντικό αφού το τελευταίο μαζί με το μήκος καναλιού επηρεάζουν ισχυρά τις διαγωγιμότητες, την τάση Early, το εσωτερικό κέρδος τάσης και άλλες σημαντικές παραμέτρους, προσφέροντας στον σχεδιαστή πιο άμεση επενέργεια και διορατικότητα της συμπεριφοράς του τρανζίστορ σε σχέση με την παραδοσιακή προσέγγιση της επιλογής του πλάτους καναλιού. Το τελευταίο, από την στιγμή που οι κύριες παράμετροι έχουν βρεθεί, μπορεί να υπολογισθεί σχετικά εύκολα[1]. Για τους παραπάνω λόγους, οι διαγωγιμότητες, η τάση Early και το εσωτερικό κέρδος τάσης στην παρούσα εργασία απεικονίζονται ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC .

Όσο αφορά τις διαγωγιμότητες, αυτές κανονικοποιούνται με βάση τον τύπο

$$G_x = \frac{g_{mx} U_T}{I_D}, \quad \text{όπου } x = g, s, d, b \quad (2.16)$$

Από τον ορισμό του IC και από την εξίσωση (2.8) φαίνεται ότι : $IC \cong i_f$. Άρα από τις εξισώσεις (2.11) μπορούμε να συμπεράνουμε ότι σε συνθήκες κορεσμού, η ιδανική σχέση ανάμεσα σε κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα και ρεύμα υποδοχής εκφράζεται μέσω της παρακάτω σχέσης[6][7][8][2]:

$$G(IC) = \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + IC}}, \quad IC \ll 1: G(IC) \rightarrow 1, IC \gg 1: G(IC) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{IC}} \quad (2.17)$$

Σε συνδυασμό με την εξ. (2.4), εξάγεται ότι η ιδανική συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων σε συνθήκες κορεσμού, αγνοώντας φαινόμενα δεύτερης τάξης, μπορεί να βρεθεί μέσω των:

$$G_s \cong G(IC) \quad G_g \cong \frac{G(IC)}{n} \quad G_b \cong \frac{(n-1)}{n} G(IC) \quad (2.18)$$

Αντίστοιχα, γενικεύεται και η έννοια της μεταστροφής υποκατωφλίου (subthreshold swing) που αναφέρθηκε νωρίτερα δίνοντας:

$$S_s \cong 2.3 U_T \quad S_g \cong 2.3 n U_T \quad S_b \cong 2.3 \frac{n}{n-1} U_T \quad (2.19)$$

Η εύρεση αντίστοιχης έκφρασης με τις (2.18) για την αγωγιμότητα υποδοχής G_d είναι αρκετά περίπλοκη, και η παρακάτω προσεγγιστική εξίσωση εξάγεται κυρίως για ασθενή αντιστροφή[2]:

$$G_d \cong \frac{\partial v_b}{\partial v_d} G(IC) + \frac{U_T}{n} \frac{\partial n}{\partial v_d} \quad (2.20)$$

Φαινόμενα όπως DIBL στην ασθενή αντιστροφή και κορεσμός ταχύτητας και διαμόρφωση μήκους καναλιού (Channel Length Modulation ή CLM) στην μέτρια και ισχυρή, προκαλούν μείωση στην διαγωγιμότητα G_d και καθιστούν την παραπάνω εξίσωση αρκετά αισιόδοξη για μικρότερες γεωμετρίες.

Τέλος, το εσωτερικό κέρδος τάσης (Intrinsic Voltage Gain) A_{Vi} , ορίζεται ως το χαμηλής συχνότητας, μικρού σήματος κέρδος τάσης πύλης-υποδοχής, ενός γειωμένου στην πηγή MOSFET, με την υποδοχή του συνδεδεμένη στην άπειρη, μικρού σήματος αντίσταση ενός ιδανικού φορτίου πηγής ρεύματος[1]. Το A_{Vi} αντιπροσωπεύει το μέγιστο κέρδος τάσης για ένα τρανζίστορ και εμφανίζεται συχνά σε υπολογισμούς κέρδους σήματος και αντίστασης. Αποτελεί, ουσιαστικά, έναν παράγοντα ποιότητας σχετικά με το κέρδος τάσης χαμηλών συχνοτήτων.

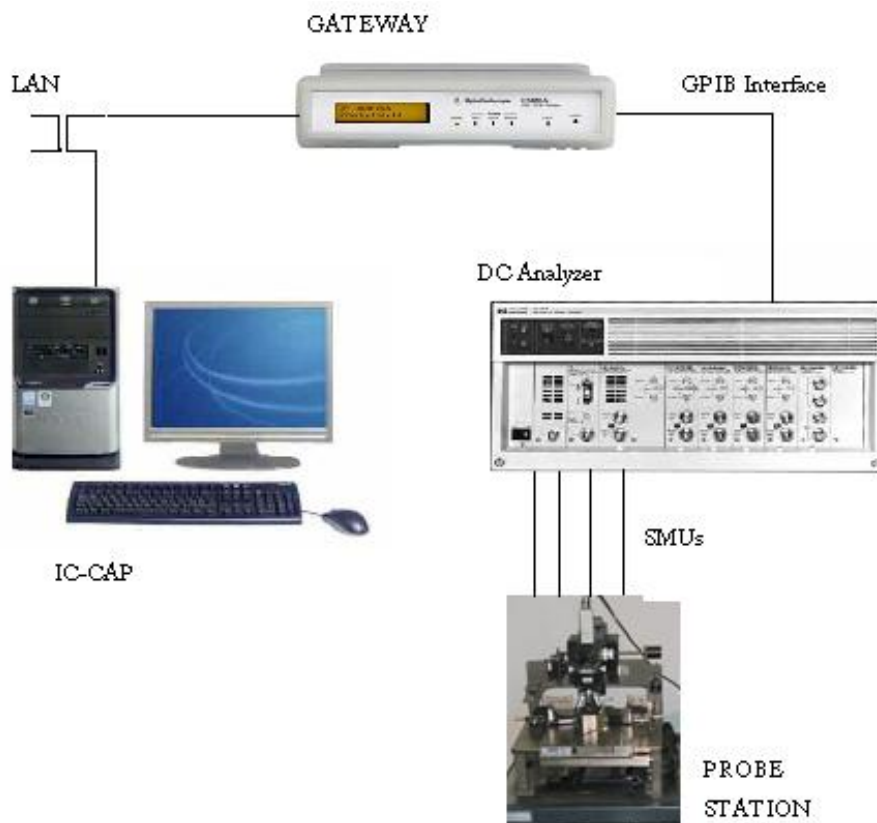
Το A_{Vi} ισούται με τον λόγο της διαγωγιμότητας πύλης g_m , προς την αγωγιμότητα υποδοχής g_{ds} , δηλ.:

$$A_{Vi} = \frac{g_m}{g_{ds}} \quad (2.21)$$

Αν και το κέρδος τάσης πύλης πηγής είναι αρνητικό, το A_{Vi} συνηθίζεται να εκφράζεται με θετικό πρόσημο, τακτική που υιοθετείται και στην παρούσα εργασία.

2.2. Πειραματική Διαδικασία(setup)

Οι μετρήσεις έγιναν σε τεχνολογία CMOS 110 nm και κάλυπταν και τα nMos και τα pMos τρανζίστορ όπως αυτά παρουσιάζονται στο Σχ. 2.1. Η διαδικασία που απεικονίζεται αναλυτικά στο Σχήμα 2.2, ελεγχόταν από υπολογιστή μέσω του λογισμικού IC-CAP 2008. Ο υπολογιστής συνδεόταν μέσω LAN με GATEWAY της εταιρίας Agilent. Αυτό με τη σειρά του επικοινωνούσε μέσω GPIB Interface με τον DC Analyzer HP4142B Modular DC Source Monitor, μεταφέροντάς του τις ρυθμίσεις (πολώσεις) της εκάστοτε μέτρησης που οριζόταν μέσω του IC-CAP. Ο DC Analyzer εφάρμοζε μέσω SMUs τις ρυθμίσεις στον SUMMIT 10600 Thermal Probe Station, όπου βρισκόταν το wafer , και επέστρεφε τα αποτελέσματα(ρεύμα υποδοχής) στον υπολογιστή μέσω της αντίστροφης διαδικασίας. Μέσω της παραπάνω συνδεσμολογίας, έγινε δυνατή η πόλωση των ακροδεκτών του τρανζίστορ κατά το δοκούν, και η ακριβή μέτρηση του ρεύματος που εμφανίζεται στον ακροδέκτη υποδοχής (I_D).



Σχήμα 2.2 Συνδεσμολογία μετρήσεων. Η διαδικασία ελέγχεται από υπολογιστή, στέλνοντας τις ρυθμίσεις (πολώσεις) στον DC Analyzer, που τις εφάρμοζε στον PROBE STATION. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων, μέσω της αντίστροφης διαδικασίας στέλνονταν στον υπολογιστή.

Για τις ανάγκες της δικής μας εργασίας θέσαμε τις παρακάτω τιμές πόλωσης:

- Τάση πύλης V_G . Η τάση πύλης ορίστηκε να ξεκινά στα -240 mV και να φτάνει το $1,2\text{ V}$ με βήμα τα 10 mV .
- Τάση υποδοχής V_D . Η τάση υποδοχής τέθηκε στα $300, 600$ και 900 mV . Για κάθε μία από τις τιμές αυτές μετρήθηκε το ρεύμα υποδοχής για τάση πύλης όπως αναφέρεται παραπάνω. Με τον συγκεκριμένο συνδυασμό τιμών των τάσεων επιτεύχθηκε αφενός η αποτύπωση της συμπεριφοράς του τρανζίστορ σε όλα τα επίπεδα αντιστροφής, από ασθενή μέχρι ισχυρή, και αφετέρου η διατήρησή του κατά το μεγαλύτερο μέρος σε κατάσταση κορεσμού. Για τις ανάγκες του υπολογισμού της διαγωγιμότητας πηγής-υποδοχής g_{ds} (και τον υπολογισμό του $\Delta I_D / \Delta V_D$ σύμφωνα με τον ορισμό) μετρήθηκε με τον ίδιο τρόπο το ρεύμα υποδοχής για τάση υποδοχής $V_D = 260, 340, 560, 640, 860$ και 940 mV και τάση πύλης όπως αναφέρεται παραπάνω. Για λόγους πληρότητας έγιναν επίσης μετρήσεις για $V_D = V_G$, $V_D = V_G + 40\text{ mV}$ και $V_D = V_G - 40\text{ mV}$.

- Τάση πηγής V_S . Για τις ανάγκες του υπολογισμού της διαγωγιμότητας πηγής g_{ms} (και τον υπολογισμό του $\Delta I_D / \Delta V_S$ σύμφωνα με τον ορισμό) έγιναν μετρήσεις του ρεύματος υποδοχής για $V_S = -10$ mV και $V_S = +10$ mV, για $V_D = 300, 600$ και 900 mV και V_G από -240 mV έως $1,2$ V όπως αναφέρεται παραπάνω. Για τις υπόλοιπες μετρήσεις η τάση πηγής τέθηκε μηδέν.
- Τάση σώματος V_B . Αντίστοιχα με την τάση πηγής V_S , για τις ανάγκες του υπολογισμού της διαγωγιμότητας σώματος g_{mb} (και τον υπολογισμό του $\Delta I_D / \Delta V_B$ σύμφωνα με τον ορισμό) έγιναν μετρήσεις του ρεύματος υποδοχής για $V_B = -60$ mV και $V_B = +60$ mV, για $V_D = 300, 600$ και 900 mV και V_G από -240 mV έως $1,2$ V όπως αναφέρεται παραπάνω. Για τις υπόλοιπες μετρήσεις τέθηκε μηδέν.

Όλες οι μετρήσεις έγιναν σε θερμοκρασία δωματίου $T = 25$ C.

2.3. Υπολογισμοί και παραδοχές

Με τα παραπάνω δεδομένα και χρησιμοποιώντας τις δυνατότητες του εργαλείου Agilent που προσφέρει την δυνατότητα μαθηματικής επεξεργασίας τους, υπολογίστηκαν οι κανονικοποιημένες διαγωγιμότητες όπως αυτές εκφράζονται από την εξίσωση (2.16) και που για λόγους σαφήνειας ξαναγράφεται παρακάτω:

$$G_x = \frac{g_{mx} U_T}{I_D}, \quad \text{όπου } x = g, s, d, b$$

Για τον υπολογισμό του συντελεστή αντιστροφής IC με βάση την εξίσωση (2.15) χρειάστηκε να υπολογιστεί το ρεύμα τεχνολογίας I_0 όπως αυτό ορίζεται από την εξίσωση (2.14) και η οποία ξαναγράφεται παρακάτω:

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

όπου n ο συντελεστής κλίσης, μ η κινητικότητα και C'_{ox} η χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης. Το I_0 δεν είναι σταθερό αλλά μεταβάλλεται σε μικρό βαθμό καθώς ο συντελεστής κλίσης n και η κινητικότητα μ εξαρτώνται από το επίπεδο αντιστροφής. Για τις ανάγκες της παρούσης εργασίας όμως ακολουθήθηκε μια συνήθης τακτική[1], βάσει της οποίας το I_0 θεωρείται σταθερό και υπολογίζεται θεωρώντας πάγιες τιμές για τα n και μ (n_0 και μ_0 αντίστοιχα) που δεν αλλάζουν κατά μήκος των περιοχών αντιστροφής. Στην προκειμένη περίπτωση το n_0 υπολογίστηκε με βάση την εξ. (2.12) που ξαναγράφεται παρακάτω:

$$n_0 = \frac{g_{ms}}{g_m}$$

με τα g_{ms} και g_m που μετρήθηκαν κατά την πειραματική διαδικασία. Όπως αναφέρθηκε, η παραπάνω εξίσωση αποτελεί προσέγγιση μόνο σε συνθήκες ασθενούς αντιστροφής. Στην πραγματικότητα το n , ξεκινώντας από την παραπάνω τιμή σε ασθενή αντιστροφή, υφίσταται μια

μικρή μείωση της τάξης του 5% σε μέτρια, η οποία όμως γίνεται αισθητά μεγαλύτερη στην περιοχή της ισχυρής εξαιτίας φαινομένων κορεσμού ταχύτητας. Περαιτέρω μείωση του n προκαλείται λόγω της εξάρτησής του και από την τάση σώματος πηγής V_{sb} όταν η τελευταία παίρνει μεγάλες σχετικές τιμές και οδηγεί στην μείωση της χωρητικότητας κένωσης (depletion capacitance)[1]. Για τις ανάγκες της εργασίας αυτής, όμως, όπου η V_{sb} είναι σχεδόν μηδενική, και για τις χαμηλών τάσεων τεχνολογίες όπου η αντιστροφή είναι απαραίτητα περιορισμένη, η παραπάνω προσέγγιση είναι αρκούντως ικανοποιητική.

Για τον υπολογισμό της $\mu_0 \cdot C'_{ox}$, της σταθερής τιμής δηλαδή που θα χρησιμοποιηθεί για την κινητικότητα μ στην εξίσωση (2.14) επί της χωρητικότητας του οξειδίου πύλης, ακολουθήθηκαν τα εξής βήματα:

Βάσει του παρακάτω τύπου για το ρεύμα σε συνθήκες κορεσμού:

$$I_d = \frac{n\beta}{2} [V_p - V_s]^2 \quad (2.22)$$

όπου $\beta = \mu_0 \cdot C'_{ox} \cdot \frac{W}{L}$ (2.23), και θεωρώντας $V_s = 0$, παίρνοντας την ρίζα οδηγεί στην:

$$\sqrt{I_d} = \sqrt{\frac{n\beta}{2}} V_p \quad (2.24)$$

Αναζητώντας το σημείο όπου η παραπάνω συνάρτηση έχει την μεγαλύτερη κλίση, παίρνοντας την πρώτη παράγωγο δίνει:

$$\frac{\partial \sqrt{I_d}}{\partial V_g} = \sqrt{\frac{\beta}{2n}} \frac{\partial V_p}{\partial V_g} \cdot n = \sqrt{\frac{\beta}{2n}} \quad (2.25)$$

μιας και $n = \left[\frac{\partial V_p}{\partial V_g} \right]^{-1}$, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα. Παίρνοντας τις τιμές για τις οποίες η παραπάνω συνάρτηση εμφανίζει μέγιστο και χρησιμοποιώντας την τιμή n_0 για το n , υπολογίστηκε το β ακολουθούμενο από τον υπολογισμό του $\mu_0 \cdot C'_{ox}$ βάσει της εξ. (2.23).

Αξίζει να σημειωθεί πως αντίθετα με το n που αλλάζει ελάχιστα σε σχέση με το επίπεδο αντιστροφής, η κινητικότητα μ παρουσιάζει σημαντική διακύμανση. Τα φαινόμενα VFMR (Vertical Field Mobility Reduction) και κορεσμός ταχύτητας (velocity saturation) μπορούν να προκαλέσουν μείωση της τάξης του 10% στην κινητικότητα σε ισχυρή αντιστροφή καθιστώντας επισφαλή την χρήση σταθερής τιμής για την κινητικότητα και κατ' επέκταση του ρεύματος τεχνολογίας, οδηγώντας σε λάθη στην εκτίμηση του συντελεστή αντιστροφής. Παρ' όλα αυτά, αφενός η ικανοποιητική προσέγγιση της παραπάνω φόρμουλας για αντιστροφή καναλιού έως την απαρχή της ισχυρής αντιστροφής, δηλ. $IC < 10$ (περιλαμβάνοντας τις περιοχές με το μεγαλύτερο σχεδιαστικό ενδιαφέρον-μέτρια και ασθενή), και αφετέρου η απλότητα στην σχεδιαστική καθοδήγηση και στην εκτίμηση των δεδομένων των μετρήσεων που προσφέρει [1], καθιστούν την προσέγγιση αυτή προτιμητέα.

Για την συνέχεια της εργασίας, η χρήση του όρου συντελεστής αντιστροφής IC θα αναφέρεται στον συντελεστή αντιστροφής που υπολογίζεται θεωρώντας το ρεύμα τεχνολογίας I_0 σταθερό, δηλαδή:

$$IC = \frac{I_D}{I_0 \frac{W}{L}} = \frac{I_D}{2n_0\mu_0 U_T^2 C'_{ox} \frac{W}{L}} \quad (2.26)$$

Η παραδοσιακή έννοια του συντελεστή αντιστροφής θα συμβολίζεται με IC' και θα διαχωρίζεται σαφώς πριν την χρήση.

Επισημαίνεται ότι και με την νέα έννοια του όρου ο διαχωρισμός των περιοχών αντιστροφής δεν αλλάζει. Η ασθενής αντιστροφή οριοθετείται χονδρικά για $IC < 0.01$, η μέτρια για $0.01 < IC < 10$ με το κέντρο της για $IC = 1$, και η ισχυρή για $IC > 10$.

3. Διαγωγιμότητες μικρού σήματος και Εσωτερικό Κέρδος Τάσης

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα ευρήματα των μετρήσεων που έγιναν σε τεχνολογία CMOS 110 nm. Παρουσιάζονται αναλυτικά τα αποτελέσματα των διαγωγιμοτήτων μικρού σήματος κατά μήκος όλων των επιπέδων αντιστροφής και για πλήθος γεωμετριών, για nMOS και pMOS και περιγράφονται παράλληλα τα φυσικά φαινόμενα που επιδρούν στα παραπάνω μεγέθη. Υπολογίζεται το εσωτερικό κέρδος τάσης (Intrinsic Voltage Gain) και άλλα μεγέθη που σχετίζονται με τις διαγωγιμότητες όπως η τάση Early και ο λόγος διαγωγιμοτήτων σώματος-πύλης. Τα παραπάνω είναι ιδιαίτερα σημαντικά στον σχεδιαστή γιατί επηρεάζουν την αντίσταση, το κέρδος σήματος, το bandwidth, το μέγιστο κέρδος τάσης και τον θερμικό θόρυβο των αναλογικών κυκλωμάτων. Τα ευρήματα συγκρίνονται με τη θεωρία και τα αποτελέσματα του εργαλείου προσομοίωσης EKV3.

3.1. Διαγωγιμότητα πύλης

Η διαγωγιμότητα πύλης g_m περιγράφει την αλλαγή στο ρεύμα υποδοχής I_D όταν αλλάζει η τάση πύλης V_{GS} . Η g_m επηρεάζει τις μικρού σήματος αντιστάσεις, το κέρδος τάσης και ρεύματος, καθώς και τα bandwidth, τον θερμικό θόρυβο και όπως περιγράφεται αναλυτικά στην ενότητα 3.5 το εσωτερικό κέρδος τάσης (intrinsic voltage gain). Ορίζεται ως:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G} | V_S, V_D \quad (3.1)$$

και η κανονικοποιημένη μορφή της, -όπως αυτή περιγράφεται στο κεφάλαιο 2- και που χρησιμοποιείται εκτενώς για τις ανάγκες της εργασίας για διευκόλυνση των συγκρίσεων[3] ορίζεται ως:

$$G_g = \frac{g_m U_T}{I_D}, \text{ όπου } U_T \text{ η θερμική τάση} \quad (3.2)$$

Με την παραπάνω μορφή σχηματίζεται επιπλέον και μια καλή εικόνα της αποδοτικότητας της διαγωγιμότητας (transconductance efficiency) $\frac{g_m}{I_D}$, που χρησιμοποιείται συχνά ως δείκτης ποιότητας περιγράφοντας την διαγωγιμότητα για δεδομένο ρεύμα υποδοχής I_D . Ένα ενδιαφέρον

χαρακτηριστικό των g_m και $\frac{g_m}{I_d}$ είναι πως δεν εξαρτώνται από τις διαστάσεις του τρανζίστορ σε πρώτο βαθμό ή από τις παραμέτρους της τεχνολογίας και καθορίζονται κυρίως βάσει της πόλωσης, του ρεύματος I_D και της V_{GS} [1].

Στόχος του σχεδιαστή μεταξύ άλλων, είναι να διατηρήσει την διαγωγιμότητα πύλης σε όσο το δυνατόν υψηλότερα επίπεδα, κάτι που προσφέρει υψηλά bandwidth και κέρδος τάσης και χαμηλό θερμικό θόρυβο. Η υψηλότερη τιμή της g_m εμφανίζεται σε συνθήκες ασθενούς αντιστροφής εξαιτίας της εκθετικής σχέσης ρεύματος τάσης στην περιοχή αυτή όπως φαίνεται και από την παρακάτω εξίσωση:

$$I_D(W.I) = 2n\mu C'_{ox} U_T^2 \frac{W}{L} e^{\frac{V_p - V_S}{U_T}} \quad (3.3)$$

Στις απαρχές της μέτριας ξεκινά την καθοδική της πορεία καταλήγοντας στην χαμηλότερη τιμή της στην έντονη ισχυρή αντιστροφή. Η προβλεπόμενη συμπεριφορά της (αγνοώντας δεύτερης τάξης φαινόμενα), όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2 (εξ. (2.18)), περιγράφεται με την βοήθεια της συνάρτησης $G(IC)$ ως:

$$G_g \cong \frac{G(IC)}{n}, \quad \text{όπου} \quad G(IC) = \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + IC}} \quad (3.4)$$

Στην ενότητα 3.6 γίνεται σύγκριση της παραπάνω συνάρτησης με τα αποτελέσματα των μετρήσεων για την g_m .

3.1.1. Φαινόμενα δεύτερης τάξης

Όπως θα φανεί, την συμπεριφορά της διαγωγιμότητας πύλης επηρεάζουν τρία κυρίως φαινόμενα δεύτερης τάξης, τα οποία την απομακρύνουν από την παραπάνω πρόβλεψη. Αυτά είναι ο κορεσμός ταχύτητας (velocity saturation), η μείωση κινητικότητας κάθετου πεδίου (Vertical Field Mobility Reduction ή VFMR) και το φαινόμενο STI (shallow Trench Isolation).

Ο κορεσμός ταχύτητας εμφανίζεται σε συνθήκες ισχυρής αναστροφής σε κορεσμό, όπου σχηματίζεται υψηλό εφαιπόμενο ή οριζόντιο πεδίο ανάμεσα στην στραγγαλισμένη υποδοχή και στην πηγή. Το πεδίο επιδρά στους φορείς του καναλιού και υποβαθμίζει την ταχύτητά τους από την συνήθη τιμή. Ως συνέπεια, το ρεύμα υποδοχής, και κατ' επέκταση η διαγωγιμότητα πύλης μειώνονται. Το ηλεκτρικό πεδίο E_x είναι άμεσα εξαρτημένο με την τάση πύλης-πηγής $V_{eff} = V_{gs} - V_T$, και το μήκος καναλιού L μέσω της [1]:

$$E_x \cong (V_{gs} - V_T)/L \quad (3.5)$$

Από την εξ. (3.5) είναι προφανές ότι ο κορεσμός ταχύτητας έχει την μεγαλύτερη επίδραση σε μικρά μήκη και γίνεται εντονότερο όσο η V_{eff} αυξάνεται. Αξίζει επίσης να σημειωθεί πως σε

συνθήκες πολύ υψηλής τιμής του πεδίου, η ταχύτητα των φορέων δύναται να φτάσει σε κορεσμό ώστε τυχόν αύξηση της V_{eff} να μην οδηγεί πια σε αύξηση του I_D , εξ' ου και το όνομα του φαινομένου, κορεσμός ταχύτητας (velocity saturation).

Το δεύτερο φαινόμενο που επηρεάζει την g_m είναι το VFMR. Όπως και ο κορεσμός ταχύτητας, εμφανίζεται σε συνθήκες κορεσμού σε ισχυρή αναστροφή. Οφείλεται στην υψηλή τιμή του κάθετου ηλεκτρικού πεδίου μεταξύ της πύλης και του ανεστραμμένου καναλιού που έλκει τους φορείς του καναλιού προς την περιοχή του οξειδίου του πυριτίου της πύλης. Η περιοχή αυτή χαρακτηρίζεται από ατέλειες με αποτέλεσμα οι φορείς να χάνουν μέρος της κινητικότητάς τους. Αυτό οδηγεί στην μείωση του ρεύματος υποδοχής και ακολούθως της g_m .

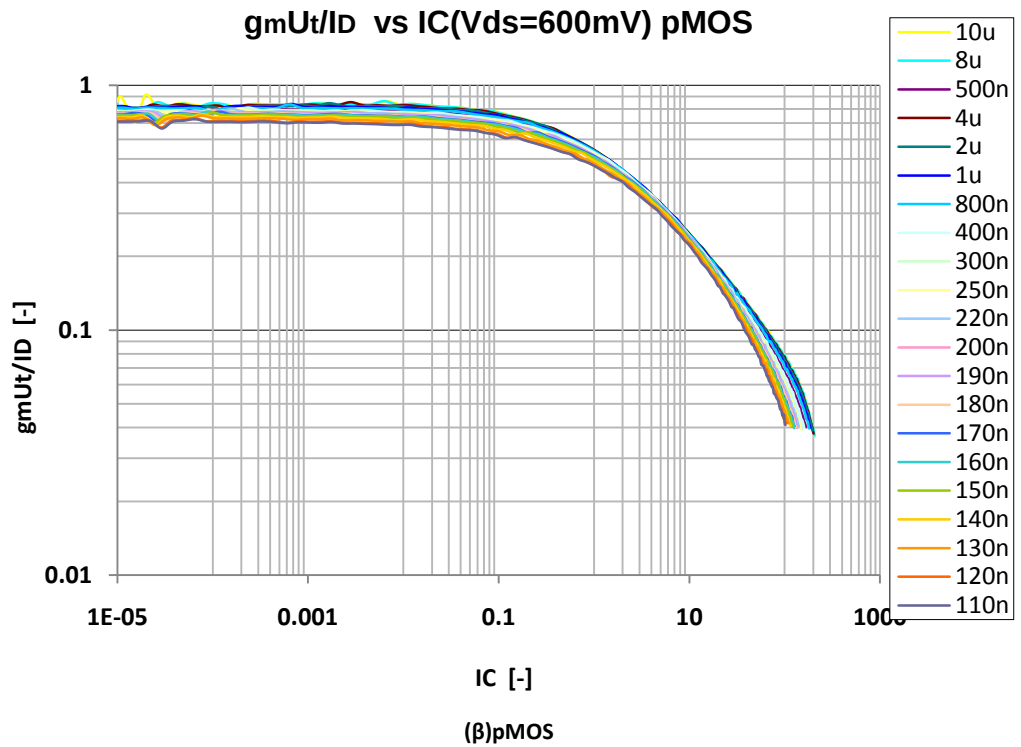
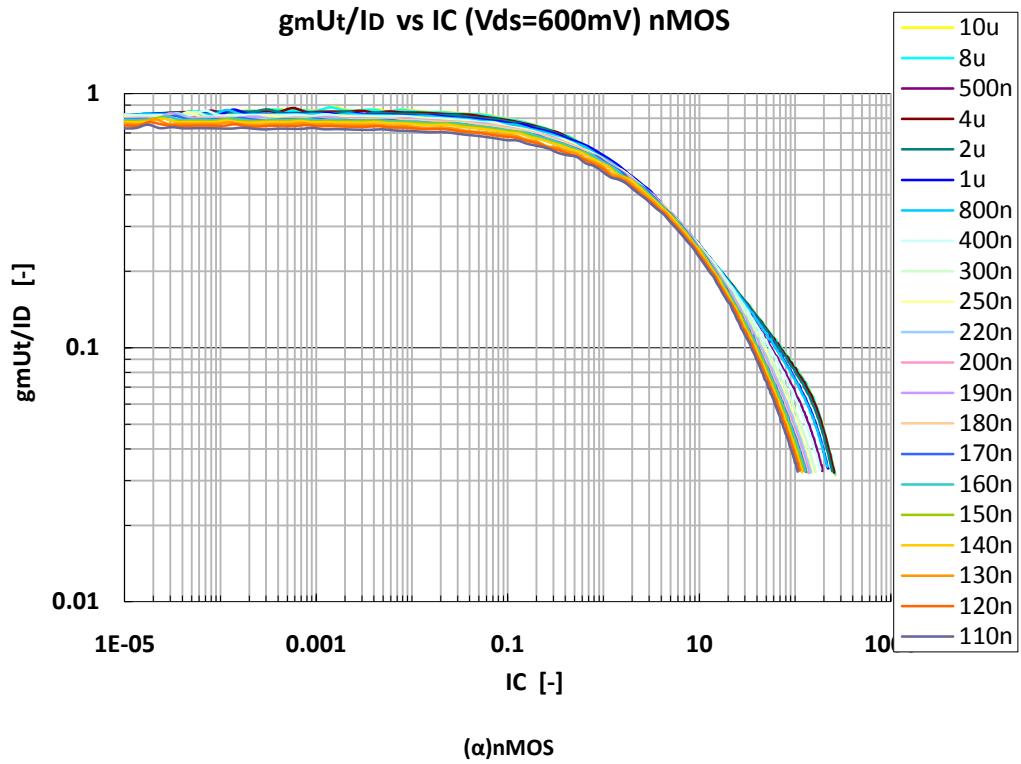
Το τρίτο φαινόμενο που επηρεάζει την διαγωγιμότητα πύλης είναι το ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού. Το τελευταίο οφείλεται στην πάγια τακτική να τοποθετούνται μονωτικά τοιχώματα πλευρικά του καναλιού, προκειμένου να ενισχυθεί η ηλεκτρική απομόνωση της διάταξης από τις γειτονικές[9]. Οι δύο κύριες τεχνικές που έχουν αναπτυχθεί για τον σκοπό αυτό είναι οι LOCOS (local oxidation of silicon ή τοπική οξείδωση του πυριτίου) και STI (shallow trench isolation ή απομόνωση ρηχής τάφρου) και στην εφαρμογή τους δημιουργούν μικρές αλλαγές στην συμπεριφορά των τρανζίστορ μικρού κυρίως μήκους.

Στο μεν LOCOS, καθώς το κανάλι εκτείνεται και πέρα από το όριο της πύλης, άρα και ελέγχεται δυσκολότερα από αυτήν, η τάση κατωφλίου σε τρανζίστορ μικρού μήκους αυξάνεται, στο δε STI, όπου το οξείδιο ορίζει κάθετα το κανάλι, και είναι ευκολότερο να ελεγχθεί, η τάση κατωφλίου μειώνεται. Το STI εμφανίζει και άλλες επιδράσεις, όπως στο ρεύμα κορεσμού και στην κινητικότητα (stress effect). Για τις ανάγκες της εργασίας τα φαινόμενα αυτά θα καλούνται στο σύνολό τους φαινόμενο STI. Αν και το φαινόμενο αυτό δεν είναι τόσο έντονο, δύναται να επηρεάσει αισθητά την διαγωγιμότητα πύλης, πηγής και σώματος σε συνθήκες ασθενούς αντιστροφής όσο οι γεωμετρίες μικραίνουν.

3.1.2. Μετρήσεις

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων για την διαγωγιμότητα πύλης. Οι μετρήσεις καλύπτουν γεωμετρίες από 10 μm έως και 110 nm, σε όλα τα επίπεδα αντιστροφής από ασθενή έως πολύ ισχυρή, για nMOS και pMOS.

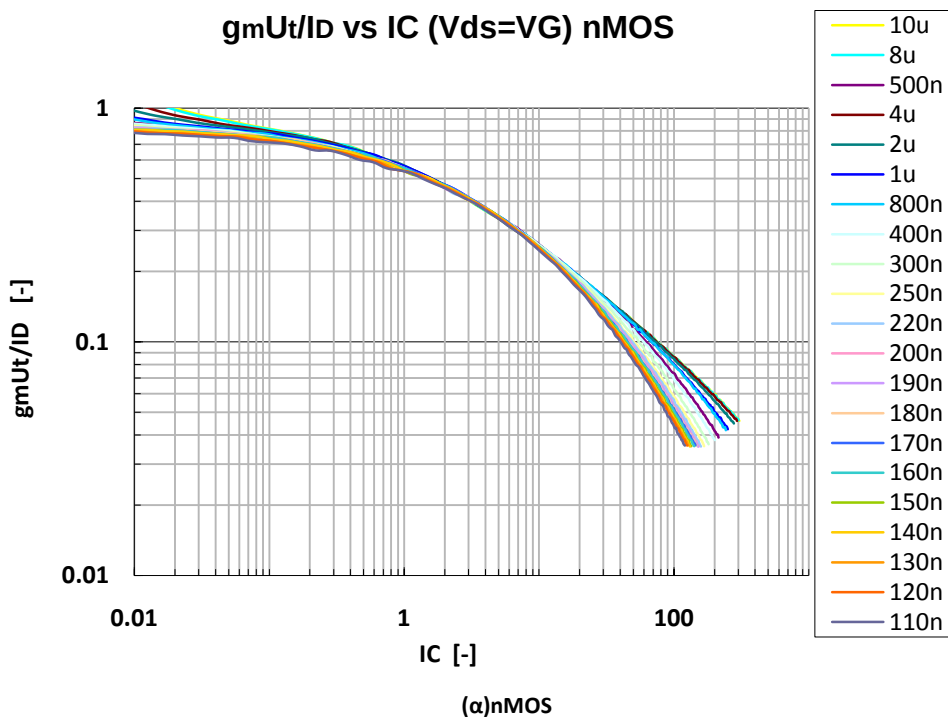
Στο Σχήμα 3.1 παρακάτω, απεικονίζεται η διαγωγιμότητα πύλης κατά μήκος όλων των επιπέδων αντιστροφής για τάση υποδοχής-πηγής σταθερή $V_{ds} = 600\text{mV}$, και τάση πηγής-σώματος $V_{sb} = 0$, για nMOS(πάνω) και pMOS(κάτω).

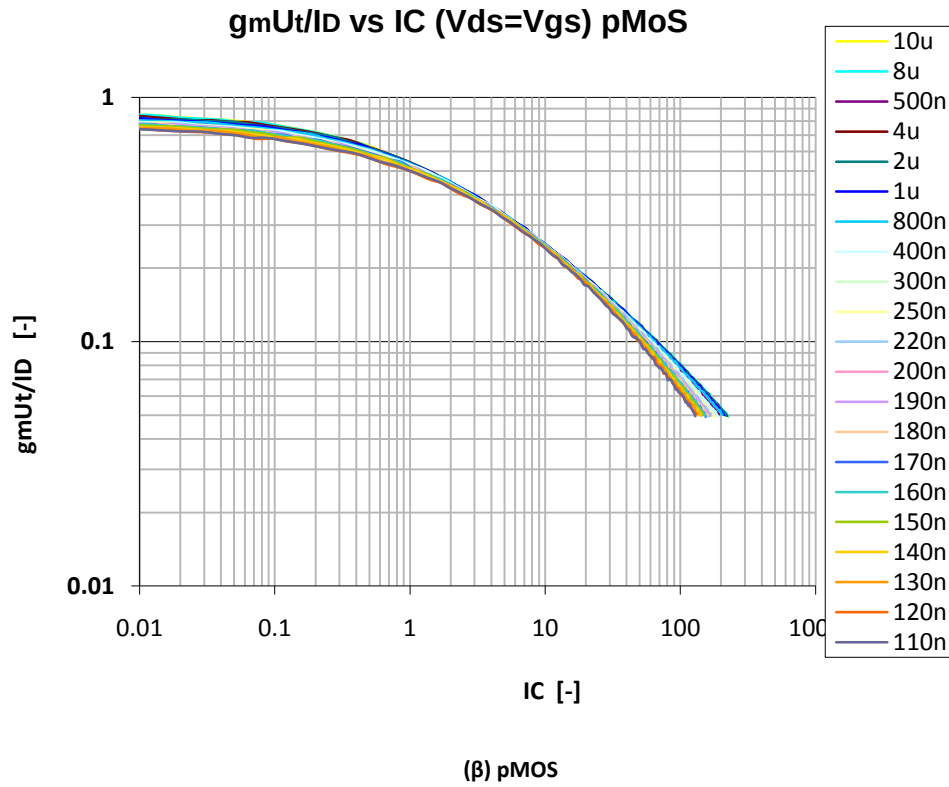


Σχήμα 3.1 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C για (α)nMOS και (β)pMOS. $V_{ds}=600mV$ και $V_{sb}=0$

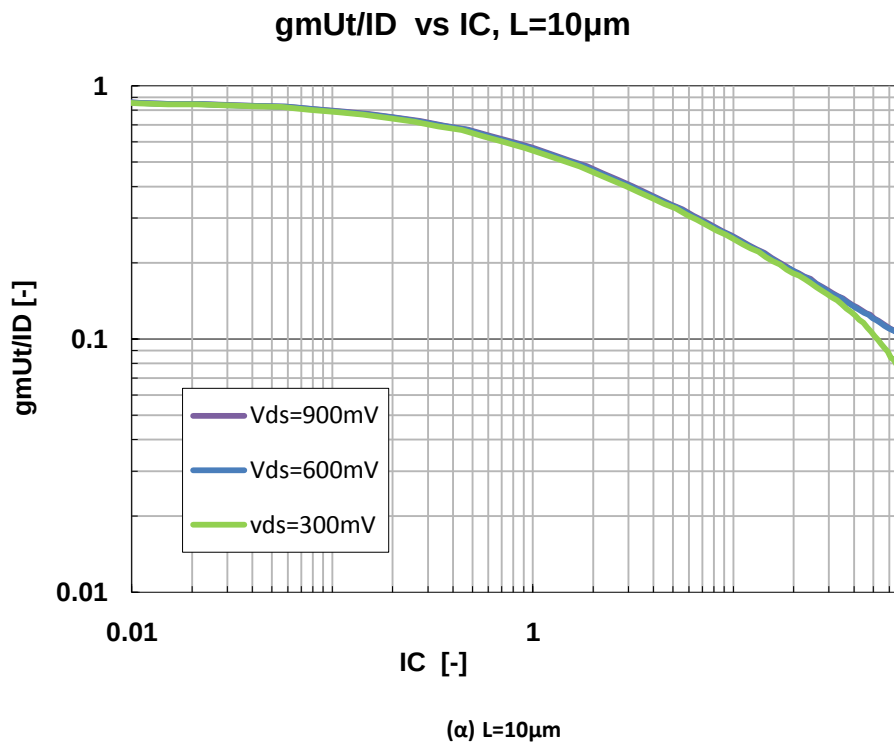
Από το παραπάνω σχήμα, ήδη δύναται να εξαχθούν βασικά χαρακτηριστικά της διαγωγιμότητας πύλης. Η μέγιστη τιμή της διαγωγιμότητας πύλης, που είναι και το ζητούμενο εμφανίζεται στην ασθενή αντιστροφή ($IC < 0,1$), στις αρχές της μέτριας ($0,1 < IC < 10$) ξεκινά η τιμή να πέφτει, με την ελάχιστη τιμή να βρίσκεται στην βαθιά ισχυρή αντιστροφή ($IC \gg 10$). Από τα παραπάνω φαίνεται γιατί η ασθενής και η μέτρια αντιστροφή αποτελούν και τις πρώτες επιλογές ενός σχεδιαστή, με την δεύτερη να υπερισχύει αφού προσφέροντας παράλληλα μικρότερη επιφάνεια πύλης και χωρητικότητες, και υψηλότερο bandwidth σε σχέση με την ασθενή, αποτελεί τον καλύτερο δυνατό συμβιβασμό. Επιπλέον από το παραπάνω σχήμα, ήδη παρατηρείται η «συνεισφορά» των φαινομένων δεύτερης τάξης, με την διαγωγιμότητα πύλης σε πρώτο βαθμό να αναμένεται ανεξάρτητη από τις διαστάσεις, αλλά σε δεύτερο βαθμό με εμφανή την τάση να μειώνεται όσο μειώνεται και το μήκος καναλιού κυρίως στην ασθενή και στην ισχυρή αντιστροφή.

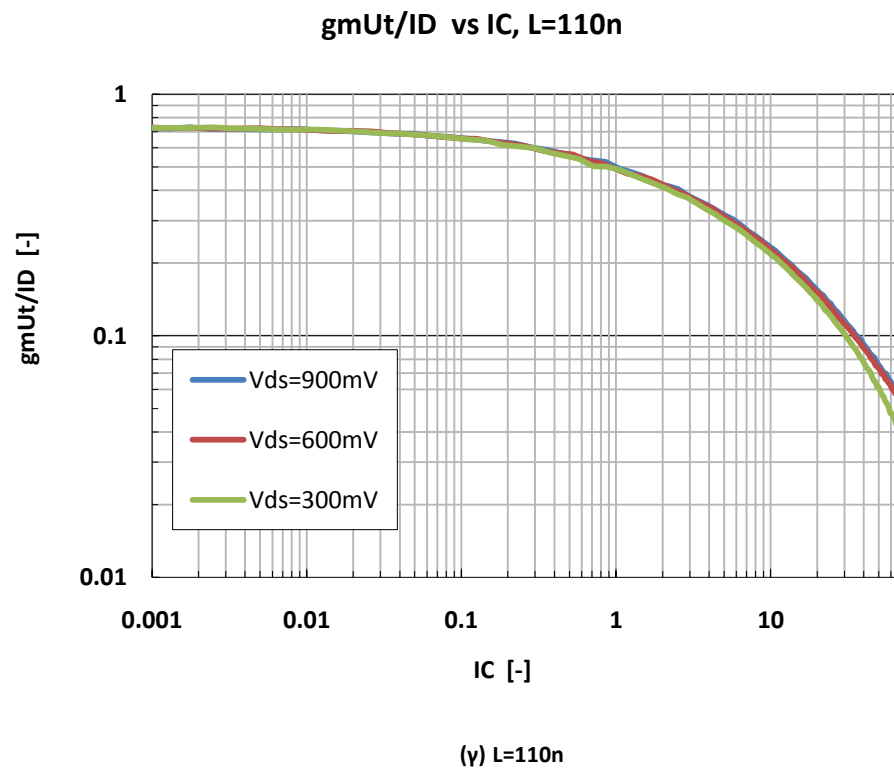
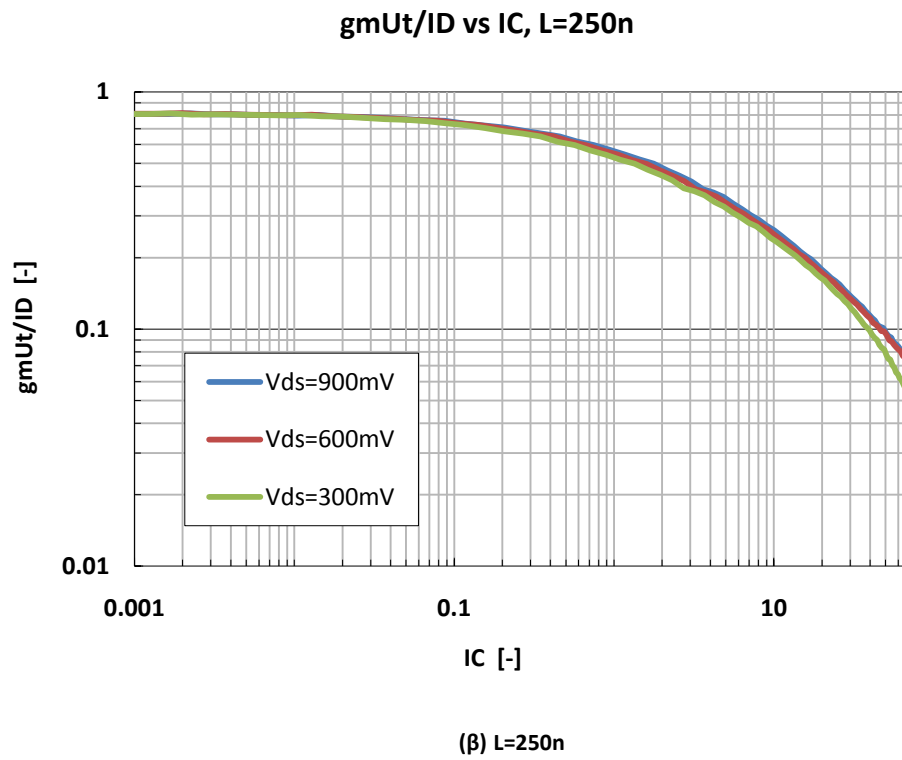
Ίδια αποτελέσματα για την διαγωγιμότητα πύλης με τα παραπάνω, δίνουν και οι μετρήσεις για τάση υποδοχής-πηγής $V_{ds} = 300, 900 \text{ mV}$ όπως και για $V_{ds} = V_{gs}$, αποδεικνύοντας την χαμηλή ευαισθησία της g_m από την V_{ds} , καθώς και την ορθότητα των μετρήσεων. Προς επιβεβαίωση στο Σχήμα 3.3 (α)(β) απεικονίζεται η g_m για $V_{ds} = V_{gs}$ για nMOS και pMOS αντίστοιχα και στο Σχ. 3.4 (α)(β)(γ)(δ) η σύγκρισή της με τα αποτελέσματα για $V_{ds} = 300 \text{ και } 600 \text{ mV}$ για ενδεικτικά μήκη $L = 10 \mu\text{m}$, $250 \text{ και } 110 \text{ nm}$ σε nMOS.

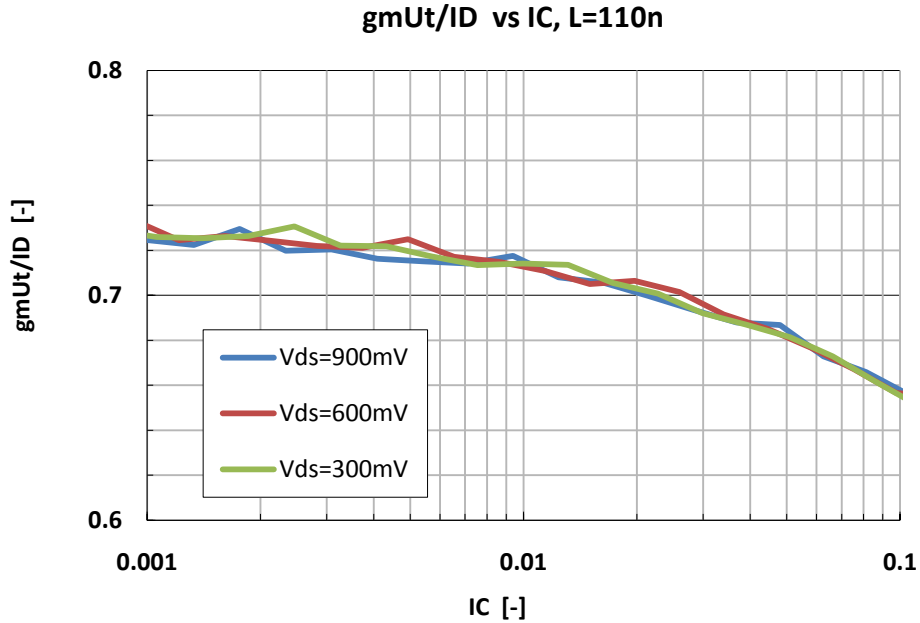




Σχήμα 3.2 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C για (α) nMOS και (β) pMOS. $V_{ds}=V_{gs}$ και $V_{sb}=0$.







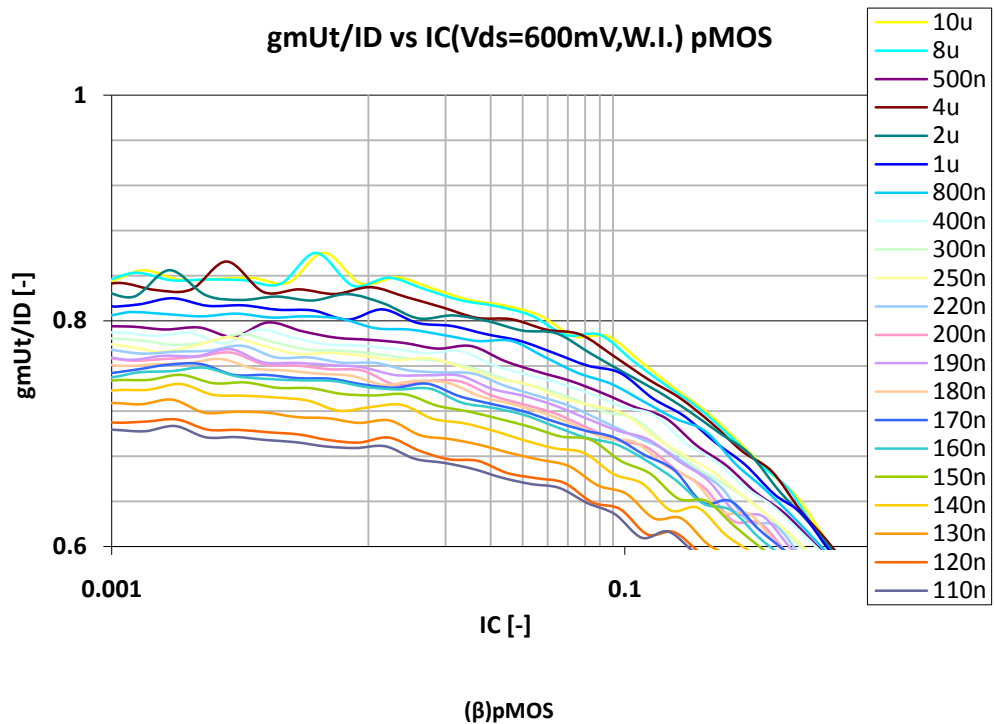
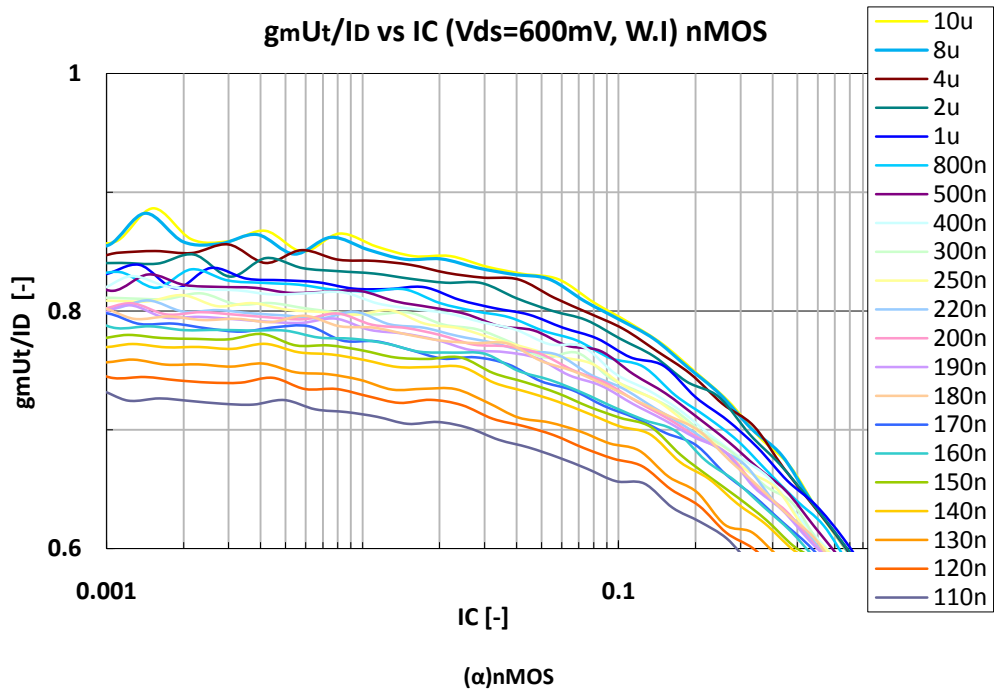
(δ)

Σχήμα 3.3 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS για μήκη καναλιού (α) $L=10\mu\text{m}$, (β) $L=250\text{nm}$, (γ) $L=110\text{nm}$, και (δ) $L=110\text{nm}$ σε ασθενή αντιστροφή. Τα παραπάνω γραφήματα δείχνουν πως η διαγωγιμότητα πύλης εμφανίζει μηδαμινή ευαισθησία σε αλλαγές της τάσης V_{ds} ακόμα και σε μικρές γεωμετρίες. Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη. ($V_{sb}=0$)

Όπως φαίνεται και από τα παραπάνω γραφήματα υπάρχει απόλυτη ταύτιση μεταξύ των μετρήσεων για διαφορετικές V_{DS} , με τις γραφικές για $V_{DS} = 300, 600\text{ mV}$ να αποκλίνουν, λογικά, για υψηλές τιμές I_C , αφού απομακρύνονται στο σημείο αυτό από την κατάσταση κορεσμού λόγω της πολύ μικρής τιμής της τάσης υποδοχής-πηγής V_{DS} σε σχέση με την τάση πύλης V_{GS} .

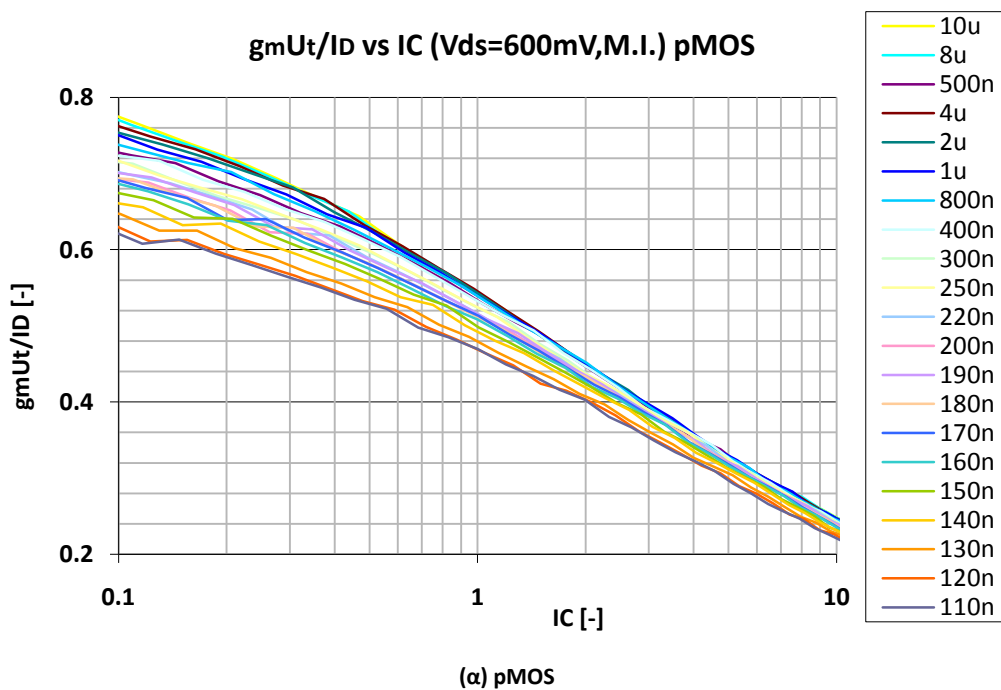
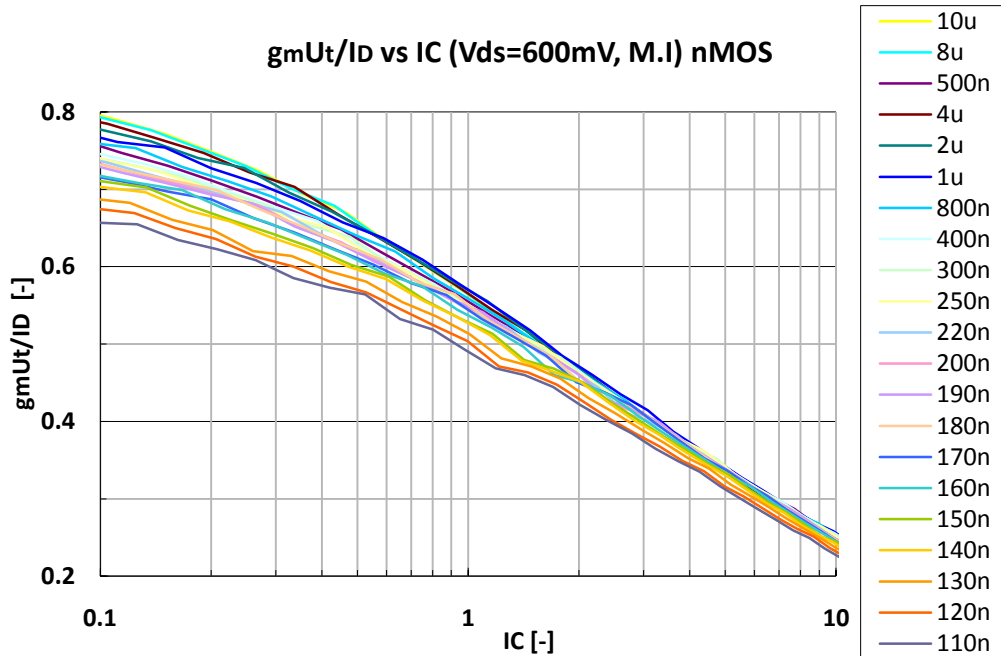
Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, η διαγωγιμότητα πύλης g_m δεν επηρεάζεται σε πρώτο βαθμό από τις διαστάσεις του τρανζίστορ. Παρακάτω θα φανεί πως τα φαινόμενα ανώτερης τάξης που αναλύθηκαν στην ενότητα 3.1.1, επιφέρουν τελικώς μια εξάρτηση της g_m από την κλιμάκωση. Αξίζει να σημειωθεί, επίσης πως ήδη από το Σχ. 3.2 μπορεί να φανεί πως τα τρανζίστορ nMOS επηρεάζονται περισσότερο από τα φαινόμενα ανώτερης τάξης σε σχέση με τα pMOS. Στο Σχήμα 3.4 απεικονίζεται η g_m του Σχήματος 3.3 με έμφαση στην ασθενή αντιστροφή ($I_C < 0,1$). Είναι φανερό από το σχήμα η διακύμανση της τιμής της g_m σε σχέση με το μήκος του τρανζίστορ L . Συγκεκριμένα παρατηρείται ότι η g_m μειώνεται έντονα (έως και 12% για nMOS) στην ασθενή αντιστροφή όσο η διάσταση του μήκους μικραίνει. Η επιστημονική κοινότητα δεν έχει ακόμα βεβαιωθεί για τους λόγους που προκαλούν το φαινόμενο αυτό, και υπάρχουν αρκετές θεωρίες, με μια από αυτές να το αποδίδουν στο φαινόμενο STI που περιγράφηκε στην ενότητα 3.1.1. Δεδομένης της σημασίας της

υψηλής τιμής της g_m στο σχεδιασμό κυκλωμάτων και της τάσης προς ακόμα μικρότερες γεωμετρίες, κρίνεται ιδιαίτερα σημαντική η εξεύρεση της αιτίας και ακολούθως της λύσης στο ζήτημα αυτό.



Σχήμα 3.4 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε ασθενή αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. Το φαινόμενο STI προκαλεί μείωση στην $g_m U_t / I_D$, έχοντας την τάση να γίνεται εντονότερο σε μικρότερες γεωμετρίες. $V_{ds}=600mV$ και $V_{sb}=0$.

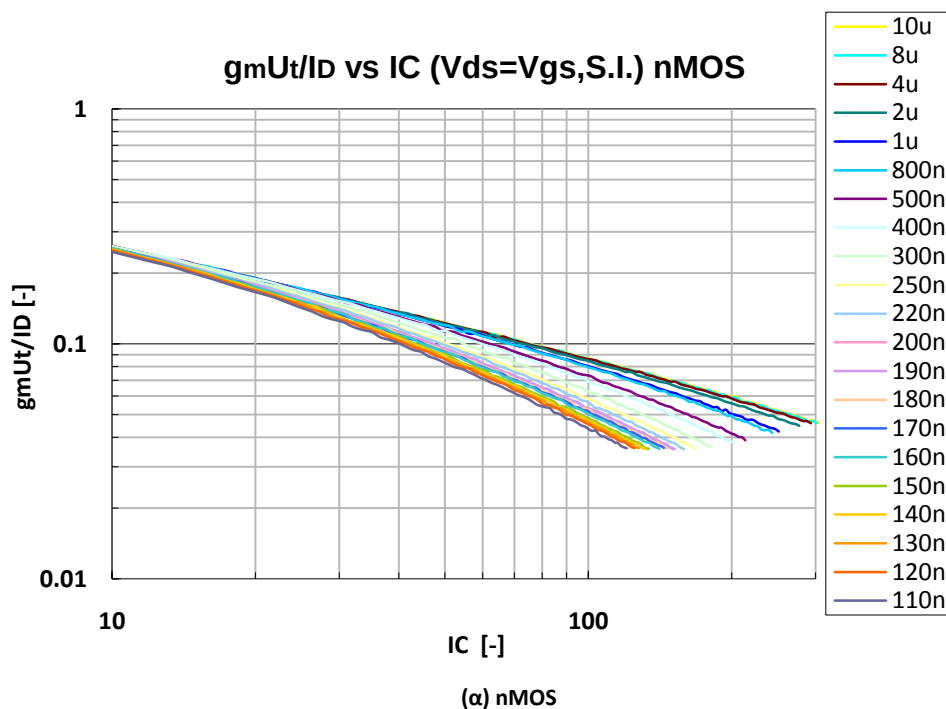
Στο επόμενο σχήμα, Σχ. 3.5 απεικονίζεται η διαγωγιμότητα πύλης για μέτρια αντιστροφή ($0,1 < IC < 10$), για nMOS(πάνω) και pMOS(κάτω). Η g_m έχει αρχίσει την καθοδική της πορεία από το τέλος της ασθενούς αντιστροφής και συνεχίζει να πέφτει με αυξανόμενο ρυθμό κατά μήκος της μέτριας.

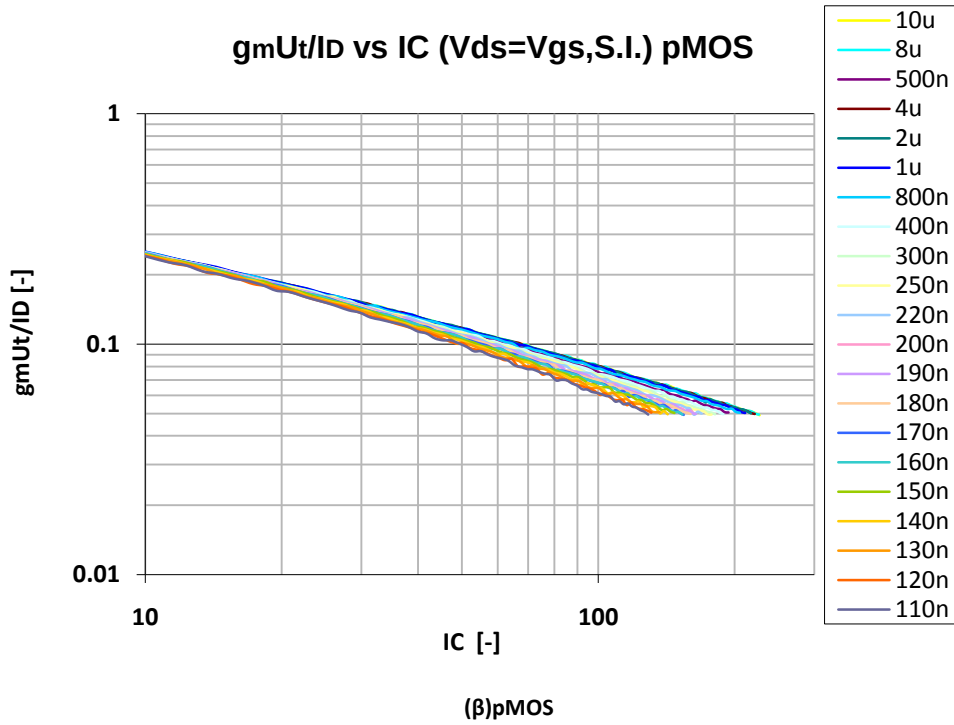


Σχήμα 3.5 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε μέτρια αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. Το φαινόμενο STI αρχίζει να υποχωρεί, αν και υφίσταται ακόμα σε αισθητό βαθμό. $V_{ds}=600mV$ και $V_{sb}=0$.

Από το γράφημα γίνεται εμφανές ότι το φαινόμενο που προκαλούσε διακυμάνσεις στην τιμή της g_m ως προς την κλιμάκωση στην περιοχή της ασθενούς, σταδιακά υποχωρεί και οι κυματομορφές για τα διάφορα μήκη συγκλίνουν. Αξίζει τέλος να σημειωθεί η προτίμηση των σχεδιαστών στην περιοχή της μέτριας αντιστροφής, επειδή μεταξύ άλλων στο γράφημα παρατηρείται στις αρχές της μέτριας μια πτώση της τιμής της g_m της τάξης του 12% σε σχέση με την ασθενή περιοχή, ένα μικρό ποσοστό δεδομένου ότι προσφέρει παράλληλα μικρότερη επιφάνεια πύλης και χωρητικότητες, και υψηλότερο bandwidth σε σχέση με την ασθενή.

Τέλος, οι μετρήσεις της διαγωγιμότητας πύλης g_m για την ισχυρή αντιστροφή ($10 < IC$) απεικονίζονται στο Σχ. 3.6 για $V_{ds} = V_{gs}$, για nMOS(πάνω) και pMOS(κάτω). Και εδώ, όπως και στην ασθενή αντιστροφή νωρίτερα παρατηρείται εξάρτηση της g_m από την κλιμάκωση. Συγκεκριμένα για ίδιο IC , η g_m μειώνεται όσο και το μήκος καναλιού L μειώνεται. Η μείωση αυτή οφείλεται σε δύο φαινόμενα που περιγράφηκαν αναλυτικά στην ενότητα 3.1.1: τον κορεσμό ταχύτητας(velocity saturation) και την Μείωση Κινητικότητας Κάθετου Πεδίου(VFMR). Τα δύο αυτά φαινόμενα ελαττώνουν την ταχύτητα των φορέων στο κανάλι λόγω ηλεκτρικών πεδίων που προκαλούνται σε συνθήκες ισχυρής αντιστροφής, με αποτέλεσμα την μείωση στο ρεύμα υποδοχής και κατ' επέκταση στην g_m . Τα φαινόμενα αυτά επηρεάζουν κυρίως τα τρανζίστορ μικρού μήκους με την τάση να γίνονται εντονότερα όσο το επίπεδο αντιστροφής αυξάνεται, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το γράφημα. Παράλληλα επιβεβαιώνεται και η μεγαλύτερη ευαισθησία στο κορεσμό ταχύτητας και στο VFMR που δείχνουν τα nMOS σε σχέση με τα pMOS. Οι εξαιρετικά χαμηλές τιμές της g_m (όπως και οι μεγάλες τάσεις που απαιτούνται) στην ισχυρή αντιστροφή καθιστούν την περιοχή αυτή μη ελκυστική στη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων.





Σχήμα 3.6 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πύλης ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε ισχυρή αντιστροφή για (α) nMOS και (β) pMOS. Τα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας και VFMR προκαλούν μείωση της $gmUt/ID$ όσο το μήκος καναλιού μειώνεται και ο συντελεστής αντιστροφής αυξάνεται. ($V_{ds}=V_{gs}$ και $V_{sb}=0$).

3.2. Διαγωγιμότητα σώματος

Η διαγωγιμότητα σώματος g_{mb} περιγράφει την αλλαγή στο ρεύμα υποδοχής I_D όταν αλλάζει η τάση σώματος V_{bs} , ενώ η τάση πηγής V_S μένει σταθερή. Η g_{mb} επηρεάζει τις μικρού σήματος αντιστάσεις και το κέρδος τάσης. Ορίζεται ως:

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_B} \right|_{V_{S,G}} \quad (3.6)$$

Αύξηση της V_{BS} αντιστοιχεί σε μείωση της V_{SB} που οδηγεί σε μείωση της τάσης κατωφλίου V_T , λόγω του φαινομένου σώματος, με συνέπεια την αύξηση του ρεύματος υποδοχής I_D . Η κανονικοποιημένη μορφή της, όπως αυτή περιγράφεται στο κεφάλαιο 2(εξ. (2.18)), και που χρησιμοποιείται εκτενώς για τις ανάγκες της εργασίας για διευκόλυνση των συγκρίσεων[3] ορίζεται ως:

$$G_b = \frac{g_{mb} U_T}{I_D}, \text{ όπου } U_T \text{ η θερμοκή τάση} \quad (3.6)$$

Πολλές φορές εκφράζεται μέσω του λόγου της διαγωγιμότητας σώματος σαν κλάσμα της διαγωγιμότητας πύλης:

$$\eta = \frac{g_{mb}}{g_m} \quad (3.7)$$

με το να η παίρνει τυπικές τιμές μεταξύ 10 και 40 %. Υπενθυμίζεται η εξίσωση με την οποία μπορεί να υπολογιστεί ο συντελεστής κλίσης n σε ασθενή αντιστροφή:

$$n = 1 + \frac{g_{mb}}{g_m} \quad (3.8)$$

από την οποία συμπεραίνεται η σχέση μεταξύ των n και η :

$$n = 1 + \eta \quad (3.9)$$

Η διαγωγιμότητα σώματος κρίνεται σημαντική γιατί επηρεάζει την συμπεριφορά του τρανζίστορ με τρεις κυρίως τρόπους. Πρώτον, μειώνει το κέρδος τάσης πύλης-πηγής A_{ugso} σε τιμές κάτω της μονάδας μέσω της

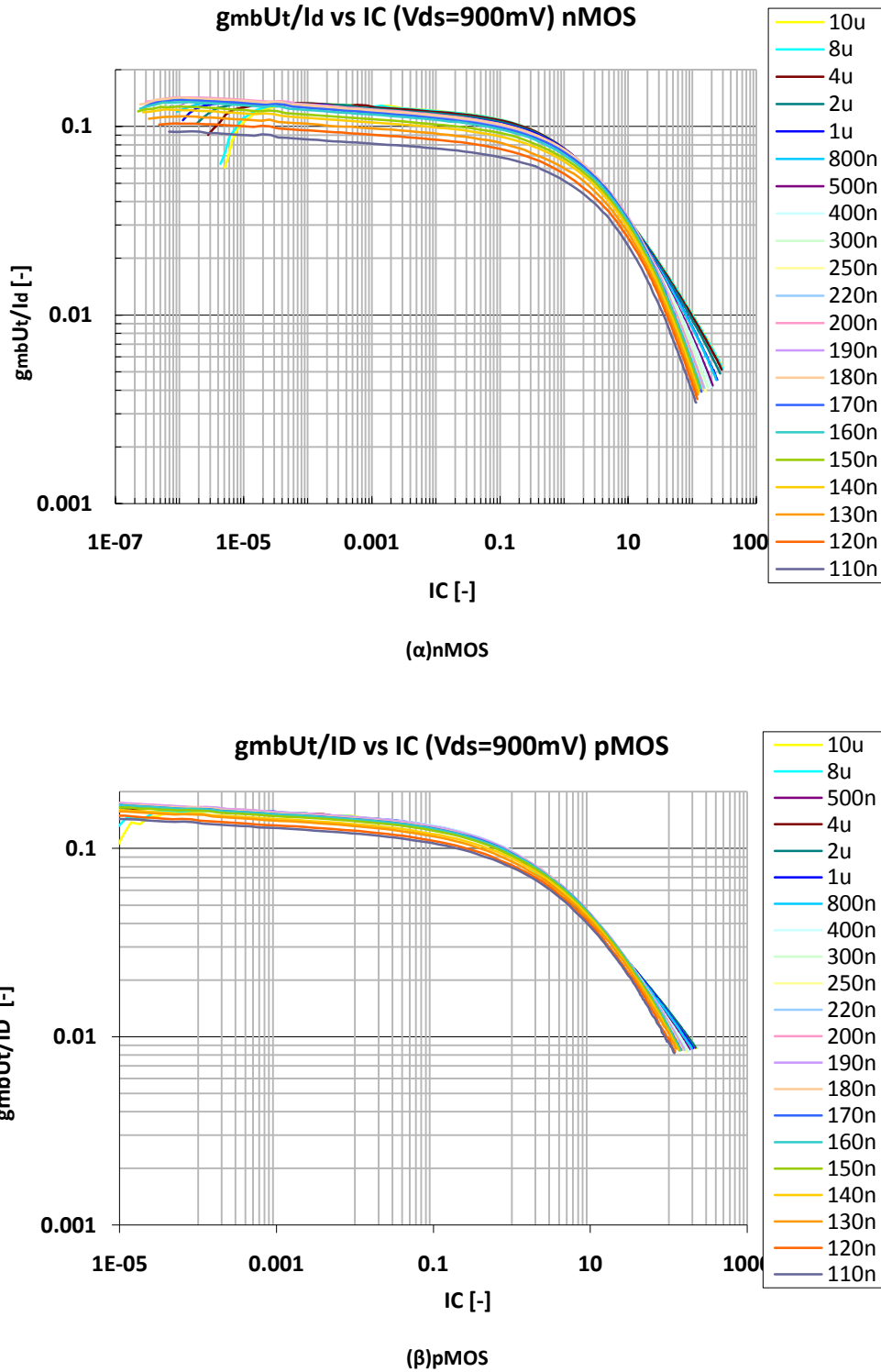
$$A_{ugso} = g_m / (g_m + g_{mb} + g_{ds}) \cong g_m / (g_m + g_{mb}) \quad (3.10)$$

Δεύτερον, αυξάνει τον θερμικό θόρυβο και τρίτον, αυξάνει την ολική διαγωγιμότητα πηγής μέσω της $g_{ms} = g_m + g_{mb} + g_{ds}$ με αποτέλεσμα την μείωση της αντίστασης εισόδου.

Από τα παραπάνω διαπιστώνεται πως η διαγωγιμότητα σώματος έχει δύο αρνητικές και μια θετική συνέπεια στην συμπεριφορά του τρανζίστορ. Οπότε ο στόχος του σχεδιαστή σχετικά με την επιλογή των συνθηκών που αφορούν την διαγωγιμότητα σώματος εξαρτάται από τις ανάγκες του εκάστοτε κυκλώματος.

3.2.1. Μετρημένες Τιμές

Στο σχήμα 3.7 απεικονίζεται η διαγωγιμότητα σώματος σε κανονικοποιημένη μορφή $g_{mb}U_T/I_d$, όπως αυτή μετρήθηκε για $V_{DS}=900\text{mV}$. Ακολουθεί την γνώριμη συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων (πύλης και πηγής), όπου η υψηλότερη τιμή τους βρίσκεται στην ασθενή αντιστροφή και μειώνεται μέχρι την ισχυρή, αλλά υπάρχει μια σημαντική διαφορά. Η $g_{mb}U_T/I_D$ ελαττώνεται αισθητά από την αρχή, χωρίς να διατηρεί για κάποιο διάστημα σταθερή την τιμή της όπως συμβαίνει με τις υπόλοιπες αλλά και με την συνάρτηση πρόβλεψης $G(IC)$. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην μείωση που υφίσταται ο συντελεστής κλίσης n , κατά την αύξηση του IC .

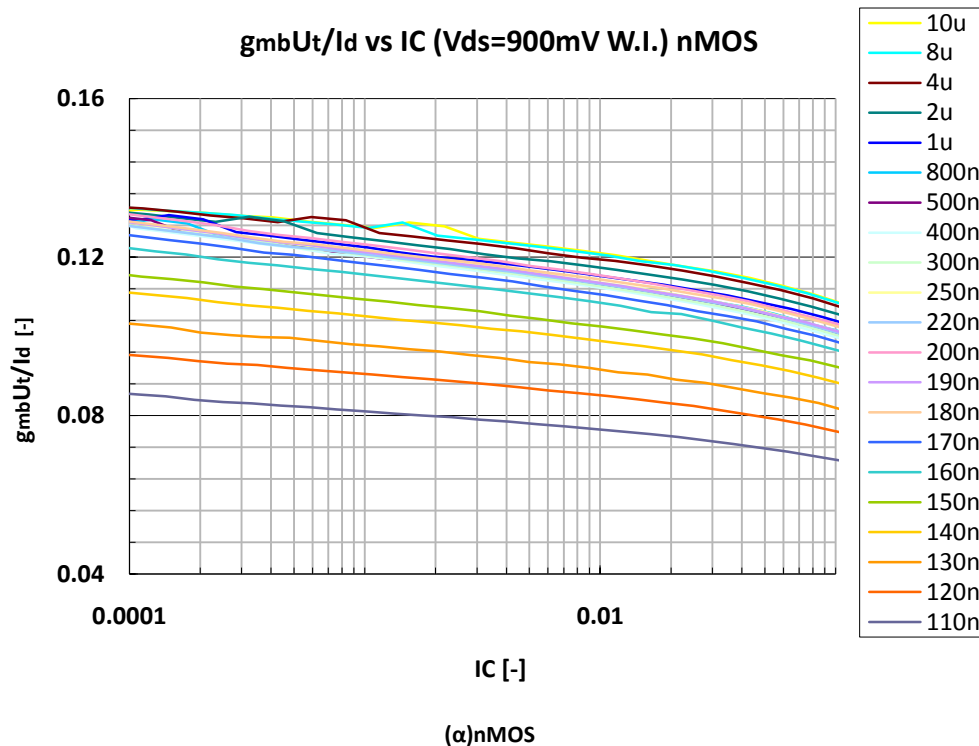


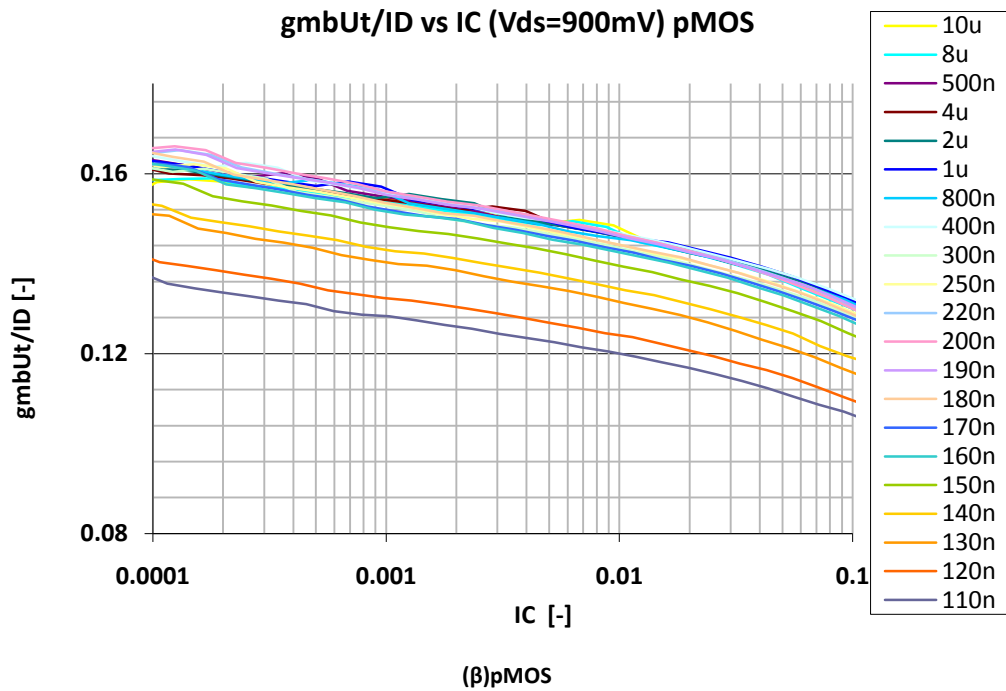
Σχήμα 3.7 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C για (α)nMOS και (β)pMOS. ($V_{ds}=900mV$).

Από το παραπάνω σχήμα είναι ξεκάθαρη και η εξάρτηση της $g_{mb}U_T/I_D$ από την κλιμάκωση. Η συμπεριφορά αυτή είναι ενδεικτική των ίδιων φαινομένων ανώτερης τάξης που επιδρούν στις

δύο διαγωγιμότητες, πύλης $g_m U_T / I_D$ και σώματος $g_{mb} U_T / I_D$. Τα φαινόμενα αυτά αναλύονται στην ενότητα 3.1.1 και περιλαμβάνουν το φαινόμενο STI, το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας (velocity saturation) και την μείωση κινητικότητας λόγω κάθετου πεδίου (VFMR). Το αποτέλεσμα των φαινομένων αυτών είναι, όπως φαίνεται και από το σχήμα, η διαγωγιμότητα σώματος $g_{mb} U_T / I_D$ να μειώνεται αισθητά όσο το μήκος καναλιού L μικραίνει, μείωση που υφίσταται σε όλα τα επίπεδα αντιστροφής. Μια σημαντική ακόμα παρατήρηση είναι η μικρότερη ευαισθησία των τρανζίστορ pMOS, έναντι των nMOS στα φαινόμενα αυτά.

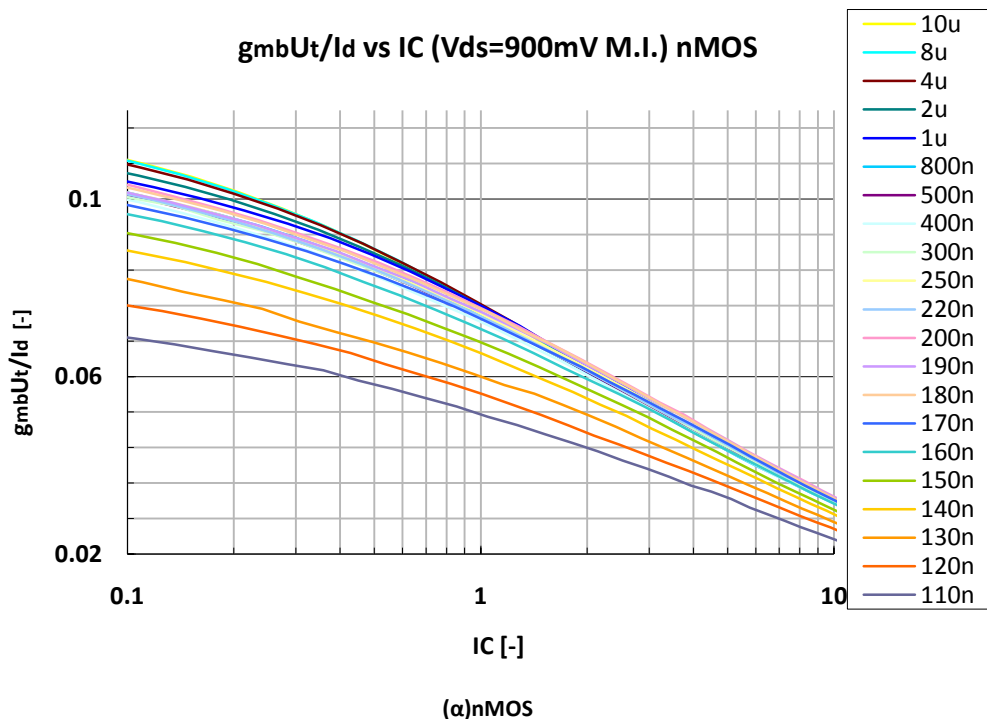
Στο Σχήμα 3.8 απεικονίζεται η $g_{mb} U_T / I_D$ του προηγούμενου σχήματος με έμφαση στην ασθενή αντιστροφή ($IC < 0,1$) για nMOS (πάνω) pMOS (κάτω). Υπό την επίδραση του φαινομένου STI, η μείωση της τιμής της $g_{mb} U_T / I_D$ φτάνει μέχρι και 30% για L 110 nm σε σχέση με το τρανζίστορ με $L=10 \mu\text{m}$ για nMOS. Όπως φαίνεται στο γράφημα, το φαινόμενο γίνεται ιδιαίτερα έντονο για πολύ μικρά μήκη καναλιού, συγκεκριμένα για $L=160 \text{ nm}$ και κάτω.

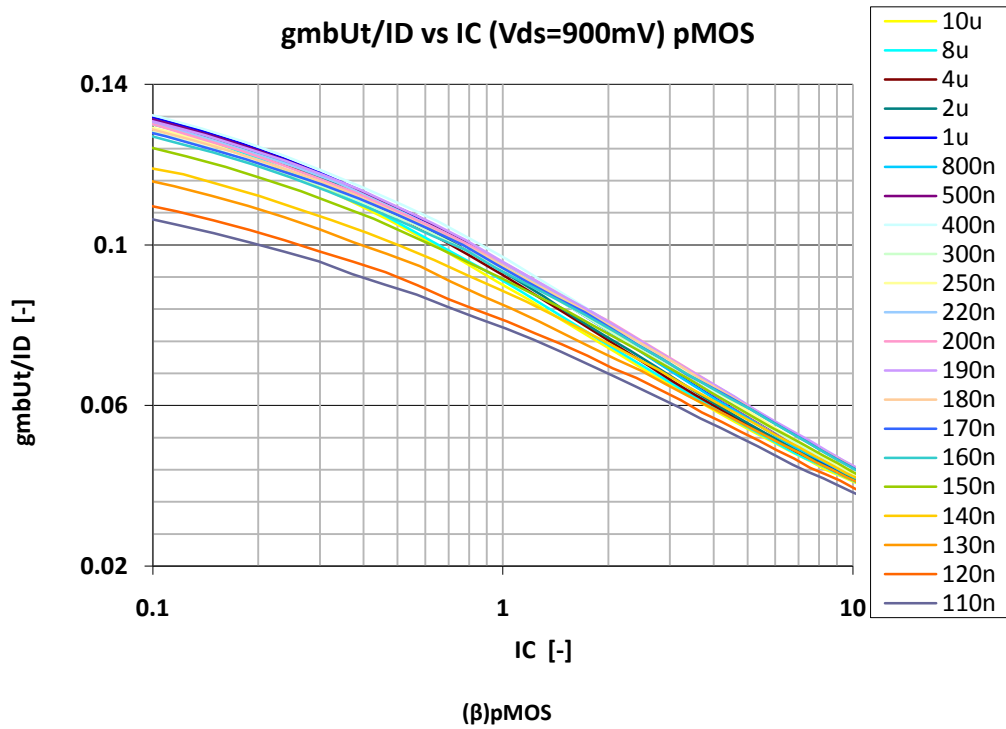




Σχήμα 3.8. Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε ασθενή αντιστροφή σε (α) nMOS και (β) pMOS. Το φαινόμενο STI προκαλεί μείωση στην $g_{mb}U_t/I_D$, πλήττοντας κυρίως τις σε μικρότερες γεωμετρίες. ($V_{ds}=900mV$).

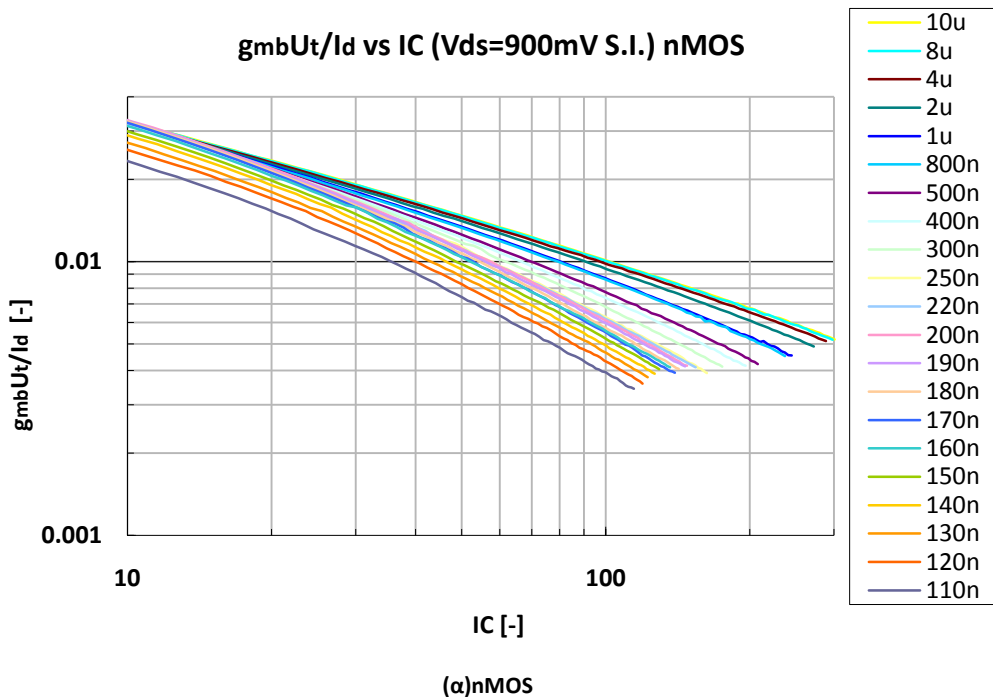
Η συμπεριφορά της $g_{mb}U_T/I_D$ σε μέτρια αντιστροφή φαίνεται στο Σχήμα 3.9 παρακάτω για nMOS(πάνω) και pMOS(κάτω). Η επίδραση του STI υφίσταται και εδώ αλλά με μειούμενη ένταση, με τις γραμμές να συγκλίνουν όσο ο συντελεστής αντιστροφής I_C αυξάνεται.

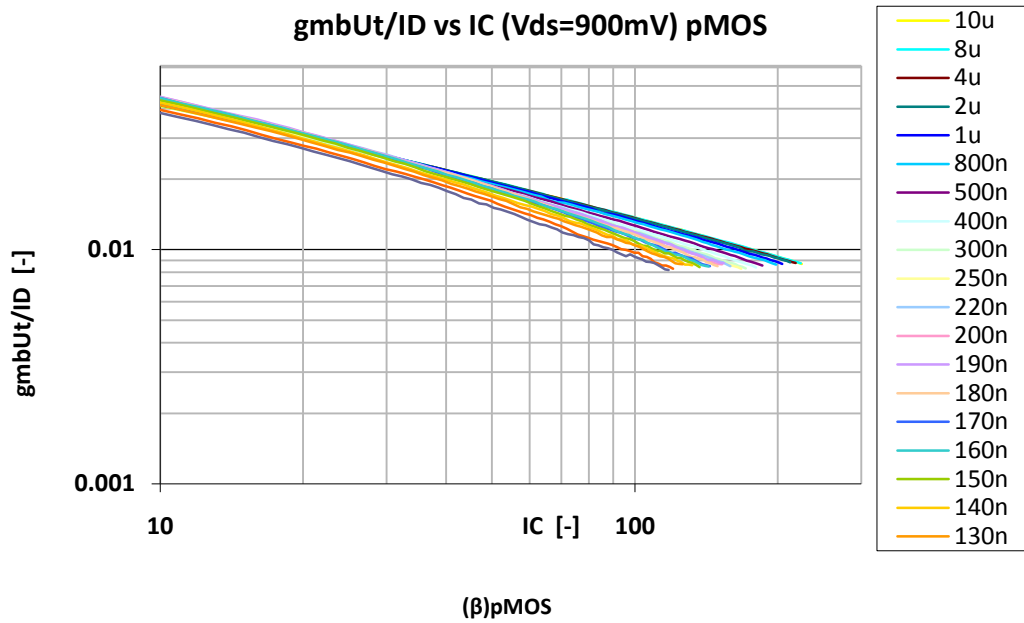




Σχήμα 3.9 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε μέτρια αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. Το φαινόμενο STI αρχίζει να υποχωρεί, αν και υφίσταται ακόμα σε αισθητό βαθμό. ($V_{ds}=900mV$).

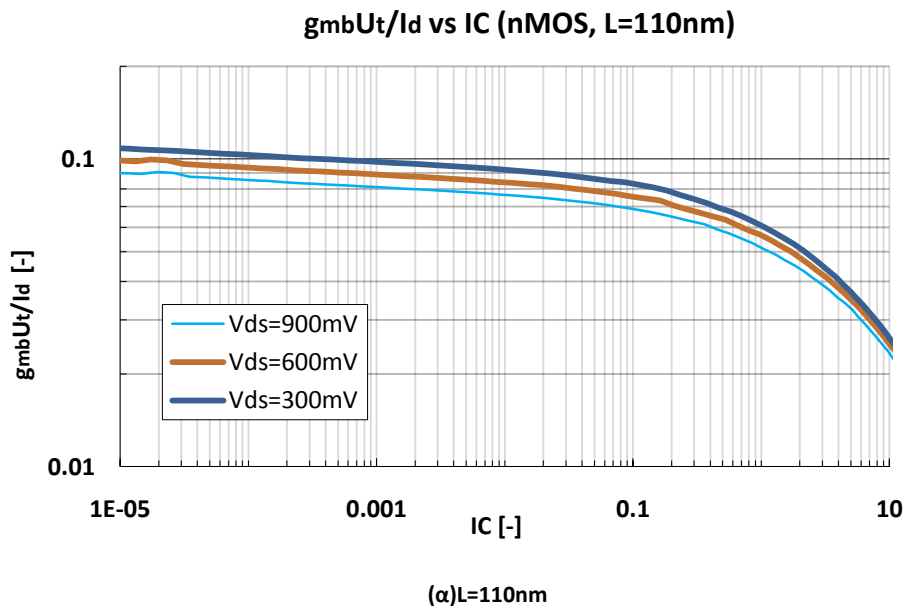
Στην ισχυρή αντιστροφή, που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.10, η $g_{mb}U_t/I_D$ φτάνει την χαμηλότερη τιμή της. Την κατάσταση επιτείνει η παρουσία φαινομένων, όπως κορεσμός ταχύτητας και VFMR, που εμφανίζονται στην περιοχή αυτή και γίνονται εντονότερα όσο το επίπεδο αντιστροφής αυξάνεται.

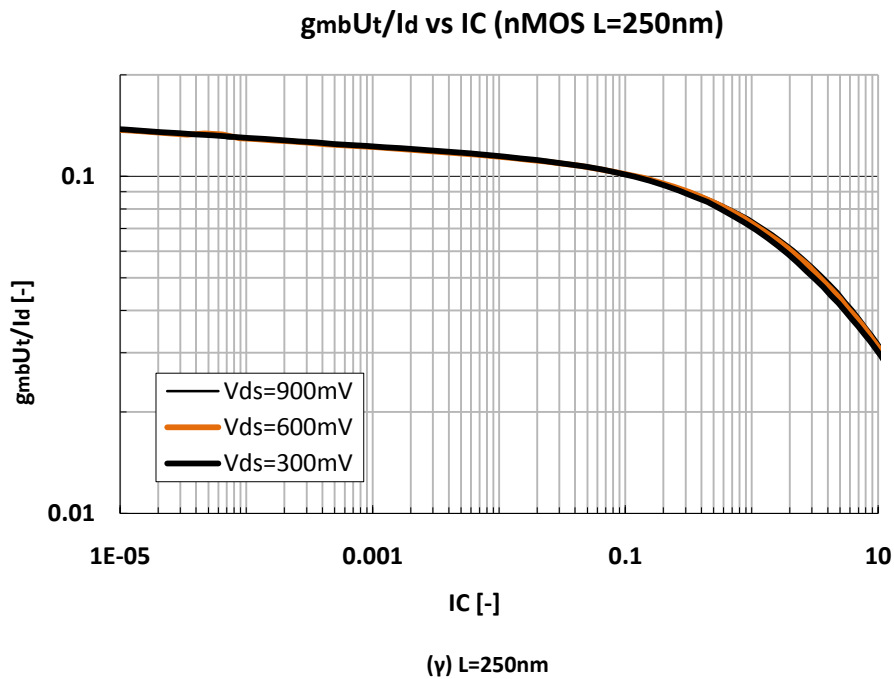
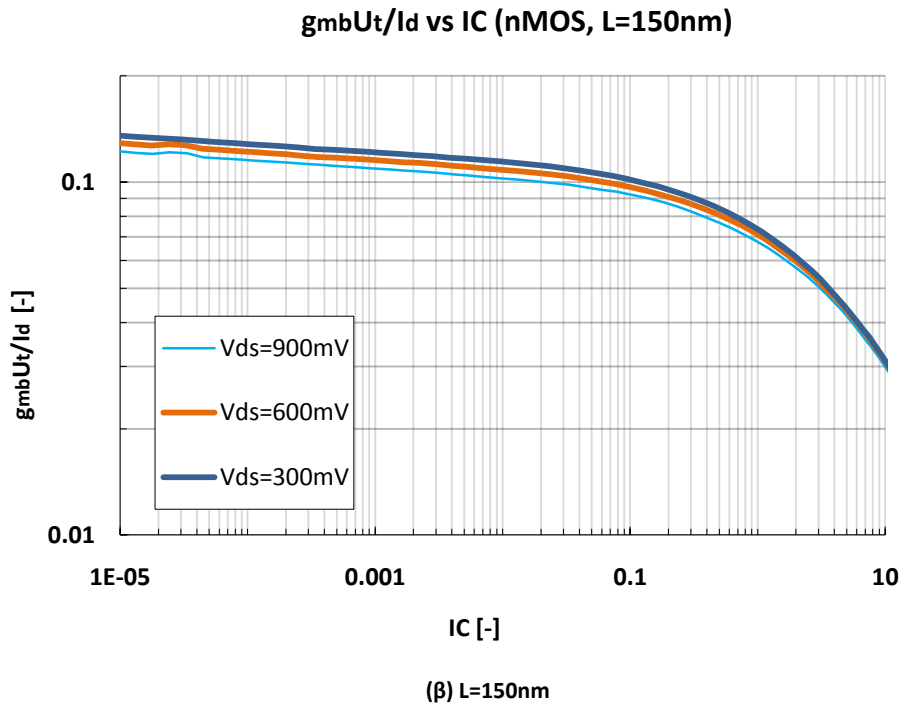




Σχήμα 3.10 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε ισχυρή αντιστροφή για (α)nMOS και (β)pMOS. Τα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας και VFMR προκαλούν μείωση της $g_{mb}U_t/I_D$ όσο το μήκος καναλιού μειώνεται, με εντονότερο ρυθμό όσο ο συντελεστής αντιστροφής αυξάνεται. ($V_{ds}=900mV$).

Ως το σημείο αυτό έχει θεωρηθεί πως η διαγωγιμότητα σώματος $g_{mb}U_t/I_D$ είναι ανεξάρτητη από την τάση υποδοχής-πηγής V_{DS} . Αν και κάτι τέτοιο ισχύει για τα περισσότερα μήκη καναλιού, δεν ισχύει για μήκη κάτω των 180 nm. Στην πραγματικότητα εμφανίζεται μια μικρή μείωση στην τιμή της $g_{mb}U_t/I_D$ στις περιοχές της ασθενούς και μέτριας αντιστροφής όσο η V_{DS} αυξάνεται λόγω της παρουσίας του φαινομένου DIBL στις μικρές γεωμετρίες. Στο Σχήμα 3.11 απεικονίζεται το φαινόμενο αυτό για μήκη καναλιού $L=150$ και 110 nm καθώς και $L=250$ nm για σύγκριση.

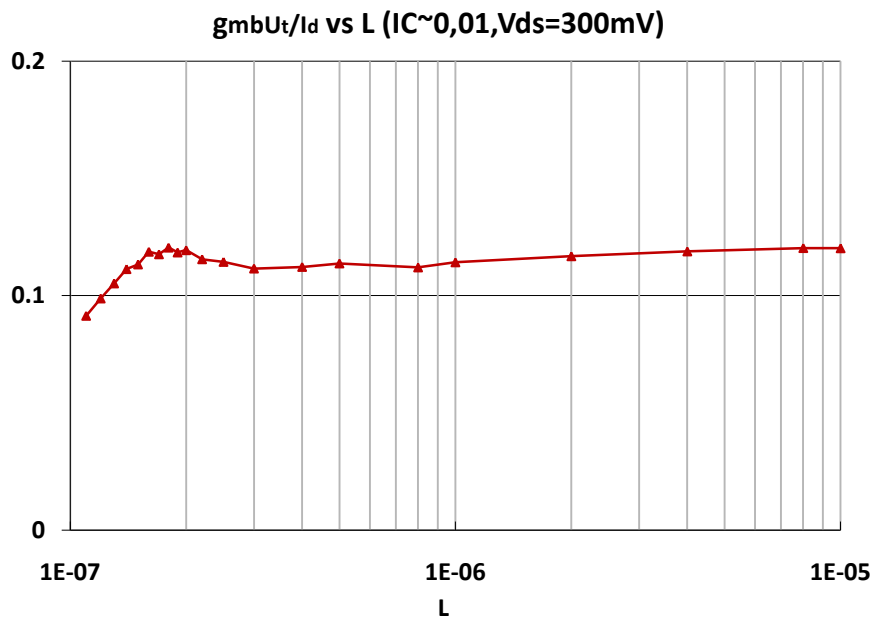




Σχήμα 3.11 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS για μήκη καναλιού (α) $L=110\text{nm}$, (β) $L=150\text{nm}$, και (γ) $L=250\text{nm}$ σε ασθενή και μέτρια αντιστροφή. Τα παραπάνω γραφήματα δείχνουν πως η διαγωγιμότητα σώματος εμφανίζει ευαισθησία σε αλλαγές της τάσης V_{ds} για μήκη κάτω των 200nm λόγω του φαινομένου DIBL. Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη.

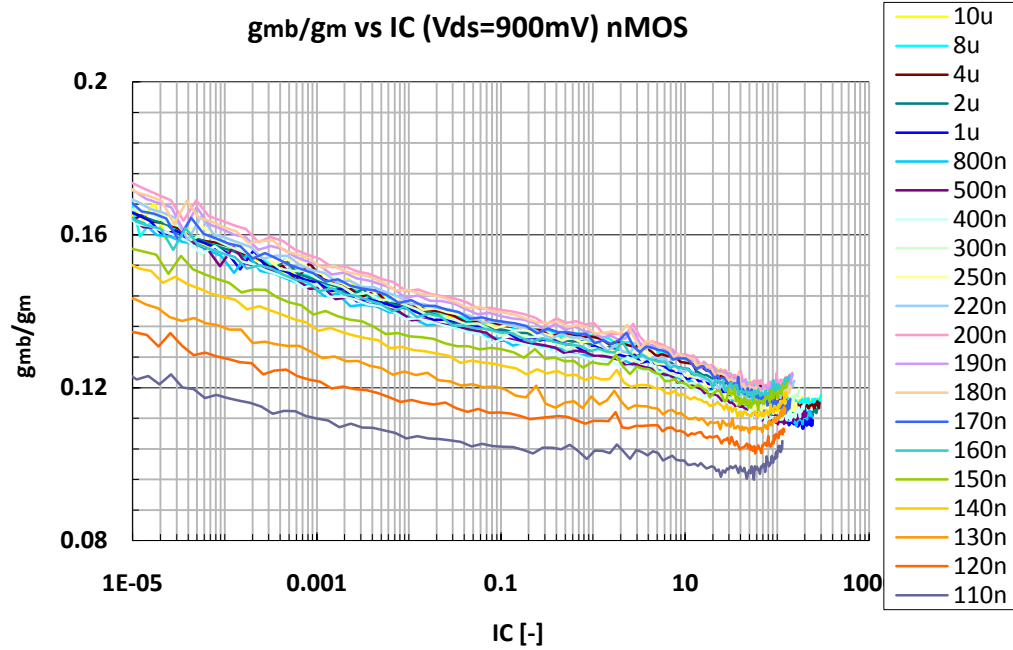
Από τα γραφήματα φαίνεται πως ενώ για μήκος καναλιού $L=250\text{ nm}$ υπάρχει απόλυτη ταύτιση, για τα μικρότερα μήκη υπάρχει αρκετή διακύμανση. Το φαινόμενο αυτό αρχίζει να γίνεται αισθητό στα 180 nm και γίνεται εντονότερο όσο το L μικραίνει.

Συνοψίζοντας για την επίδραση της κλιμάκωσης στην $g_{mb}U_T/I_D$, είναι σχεδόν σταθερή για μεγάλα και μεσαία μήκη, ενώ διαφοροποιείται μειούμενη για μικρά. Ενδεικτικό της συμπεριφοράς αυτής είναι το γράφημα του Σχήματος 3.12 όπου αποτυπώνεται η $g_{mb}U_T/I_D$ ως προς το μήκος καναλιού L για IC κοντά στο $0,01$ (ασθενής αντιστροφή).



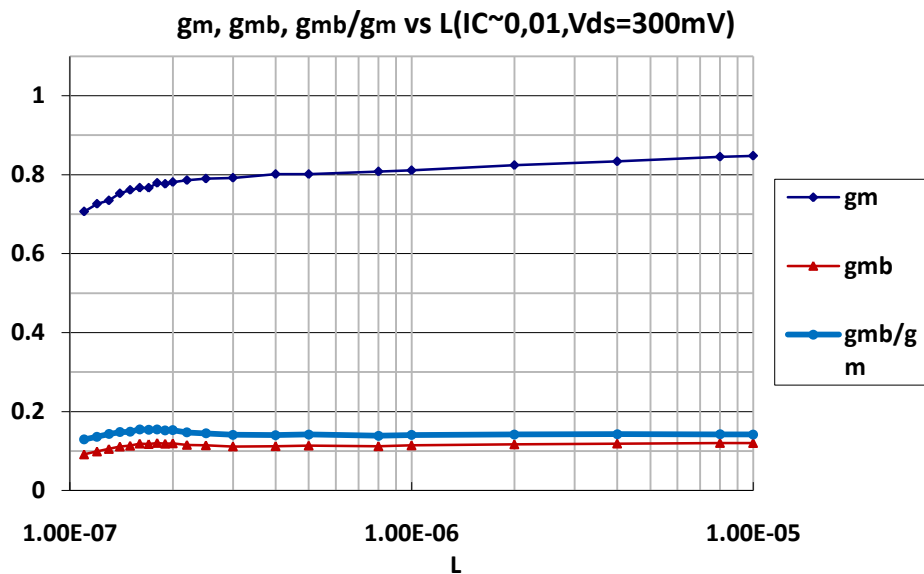
Σχήμα 3.12 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα σώματος ως προς το μήκος καναλιού L για συντελεστή αντιστροφής IC κοντά στο $0,1$ (ασθενή αντιστροφή) σε pMOS είναι αντίστοιχη.

Νωρίτερα αναφέρθηκε και ο λόγος διαγωγιμότητας σώματος προς την διαγωγιμότητα πύλης $\eta = g_{mb}/g_m$. Στο Σχήμα 3.13 απεικονίζεται το η ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC .



Σχήμα 3.13 Λόγος διαγωγιμότητας σώματος προς διαγωγιμότητα πηγής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS. Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη.

Ο λόγος g_{mb}/g_m παρουσιάζει μια μικρή μείωση κατά μήκος του IC , όπως και κατά την μείωση του μήκους καναλιού για $L = 150 \text{ nm}$ και κάτω. Για μεγαλύτερες διαστάσεις, μπορεί να θεωρηθεί σταθερός, όπως φαίνεται και στο γράφημα του Σχήματος 3.14, όπου απεικονίζεται ο λόγος g_{mb}/g_m ως προς το L για τιμές του συντελεστή αντιστροφής κοντά στο $IC \cong 0,01$ (ασθενής αντιστροφή), μαζί με τους συντελεστές του.



Σχήμα 3.14 Λόγος διαγωγιμότητας σώματος προς διαγωγιμότητα πηγής ως προς το μήκος καναλιού L για συντελεστή αντιστροφής IC κοντά στο 0,1 (ασθενή αντιστροφή) σε Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη.

3.3. Αγωγιμότητα υποδοχής

Η αγωγιμότητα πηγής g_{ds} (ή διαγωγιμότητα υποδοχής-πηγής ή αγωγιμότητα εξόδου) περιγράφει την αλλαγή στο ρεύμα υποδοχής I_D όταν αλλάζει η τάση πηγής-υποδοχής V_D , με τις υπόλοιπες τάσεις σταθερές. Η g_{ds} επηρεάζει τις μικρού σήματος αντιστάσεις και το κέρδος τάσης. Ορίζεται ως:

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_{S,G}} \quad (3.11)$$

και η κανονικοποιημένη μορφή της, όπως αυτή περιγράφεται στο κεφάλαιο 2 και που χρησιμοποιείται εκτενώς για τις ανάγκες της εργασίας για διευκόλυνση των συγκρίσεων[3] ορίζεται ως:

$$G_g = \frac{g_{ds} U_T}{I_D}, \text{ όπου } U_T \text{ η θερμοκή τάση} \quad (3.12)$$

Πολλές φορές εκφράζεται μέσω τις αντίστασης πηγής υποδοχής r_{ds} , όπου:

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} \quad (3.13)$$

ή μέσω της τάσης Early V_A που αποτελεί δείκτη ποιότητας για την g_{ds} για δεδομένο I_D , όπως φαίνεται και από την παρακάτω εξίσωση:

$$g_{ds} = \frac{I_D}{V_A + V_{DS}} \cong \frac{I_D}{V_A}, \text{ καθώς } (V_A \gg V_{DS}) \quad (3.14)$$

Εφόσον η V_A είναι αρκετά μεγαλύτερη της V_{DS} , η τελευταία παραλείπεται όπως φαίνεται και παραπάνω. Η τακτική αυτή, που συνηθίζεται καθώς απλοποιεί τους υπολογισμούς, υιοθετείται και στην παρούσα εργασία.

Η g_{ds} και κατ' επέκταση η V_A εξαρτάται από το μήκος καναλιού L , την τάση V_{DS} και τον συντελεστή αντιστροφής IC . Πιο συγκεκριμένα, η g_{ds} μειώνεται όσο το L αυξάνεται, ενώ μειώνεται με την αύξηση της V_{DS} όπως και με την αύξηση του IC στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής. Η τάση Early προφανώς παρουσιάζει τις αντίστροφες τάσεις, άξιο επισήμανσης των οποίων είναι η σχεδόν γραμμική σχέση της με το L . Στόχος του σχεδιαστή είναι συνήθως να διατηρήσει σε όσο το δυνατόν χαμηλότερα επίπεδα την g_{ds} , ή, θέτοντάς το διαφορετικά, να επιτύχει μεγάλο V_A , ώστε να επιτύχει μεγάλο κέρδος τάσης $\frac{g_m}{g_{ds}}$.

3.3.1. Φαινόμενα δεύτερης τάξης

Στην συμπεριφορά της διαγωγιμότητας πηγής-υποδοχής και της τάσης Early V_A , τρία είναι τα φυσικά φαινόμενα που παρουσιάζουν την μεγαλύτερη επιρροή: η διαμόρφωση του μήκους

καναλιού(channel length modulation ή CML), η επαγόμενη από την υποδοχή μείωση του φράγματος δυναμικού(drain induced barrier lowering ή DIBL), και το φαινόμενο θερμών ηλεκτρονίων(hot-electron).

Σε αντίθεση με τα δύο τελευταία που μπορούν να ελαχιστοποιηθούν με σωστή επιλογή μήκους καναλιού L και πόλωσης, το CLM είναι πάντα παρόν[1]). Εμφανίζεται σε συνθήκες κορεσμού σε ισχυρή αναστροφή και οδηγεί σε αύξηση του ρεύματος υποδοχής I_D . Το τελευταίο υπό αυτές τις συνθήκες εκφράζεται από τον τύπο:

$$I_D = [V_p - V_s]^2 \cdot \frac{n\mu C'_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} \quad (3.15)$$

Σε αυτό το σημείο, το φορτίο αναστροφής του καναλιού είναι σχεδόν μηδενικό ή «στραγγαλισμένο» (pinched off) στην πλευρά της υποδοχής. Όσο η τάση V_{DS} αυξάνεται, η περιοχή αραίωσης μεγαλώνει λόγω της αυξανόμενης αντίστροφης πόλωσης μεταξύ της υποδοχής και του καναλιού από την πλευρά της υποδοχής. Ως αποτέλεσμα το μήκος καναλιού μειώνεται κατά ένα παράγοντα l_p . Αντικαθιστώντας στον παραπάνω τύπο το μήκος με την έκφραση $L - l_p$, συμπεραίνεται εύκολα πώς το CLM οδηγεί στην αύξηση του ρεύματος και κατ' επέκταση σε αύξηση της g_{ds} (μείωση της r_{ds}) και μείωση της V_A .

Το CLM είναι περισσότερο αισθητό σε μικρά μήκη όπου η ποσοστιαία μείωση του L είναι μεγαλύτερη. Αντίθετα όσο το L αυξάνεται η επιρροή του CLM φθίνει με αποτέλεσμα την μείωση της g_{ds} και αύξηση της V_A . Κάποιος που αναζητεί την ενσωμάτωση του CLM στον τύπο του ρεύματος καθώς και στον υπολογισμό του V_A μπορεί να ανατρέξει στο[1], αν και μέχρι στιγμής δεν υπάρχει «απλός, ικανοποιητικά ακριβής υπολογισμός της V_A με το χέρι εξαιτίας της περιπλοκότητας των συσχετισμών της τελευταίας με τα IC, L και V_{ds} »[1].

Αντίθετα με το CLM, το DIBL εμφανίζεται μόνο σε χαμηλά επίπεδα αναστροφής. Η επιρροή του είναι μηδαμινή σε μεγάλα μήκη, αλλά έχει σημαντικό αντίκτυπο σε μικρά. Βασίζεται στην μείωση της τάσης κατωφλίου που προέρχεται από την αύξηση της τάσης V_{DS} , με αποτέλεσμα ο όρος $V_{gs} - V_T$ που εμφανίζεται στον τύπο του ρεύματος μέσω της V_p να αυξάνεται. Η αύξηση του ρεύματος οδηγεί με τη σειρά της σε αύξηση της διαγωγιμότητας g_{ds} και μείωση της V_A . Το φαινόμενο είναι ιδιαίτερα έντονο για γεωμετρίες κοντά στο ελάχιστο μήκος της γεωμετρίας. Όσο η V_{DS} αυξάνεται ακόμα περισσότερο ή/και αυξάνεται το μήκος L , το DIBL υποχωρεί και δίνει την θέση του στο κυρίαρχο πλέον φαινόμενο CLM.

Το φαινόμενο θερμών ηλεκτρονίων οδηγεί κι αυτό με τη σειρά του σε αύξηση του ρεύματος υποδοχής, σε περίπτωση αύξησης της V_{DS} . Οφείλεται στην αύξηση του ηλεκτρικού πεδίου κατά μήκος της περιοχής αραίωσης ανάμεσα στο στραγγαλισμένο κανάλι και την υποδοχή. Ως συνέπεια, τα ηλεκτρόνια αποκτούν αρκετή ενέργεια, ώστε να μετατραπούν σε θερμούς φορείς δημιουργώντας ιονισμό ή ασθενή «χιονοστιβάδα» στα άτομα του πυριτίου. Ακολουθεί η δημιουργία ζευγών οπών-

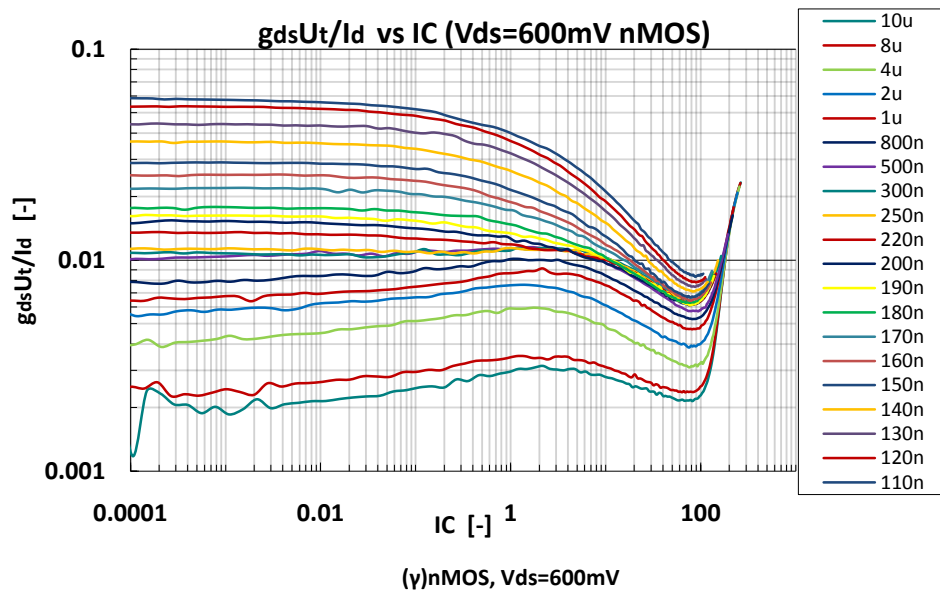
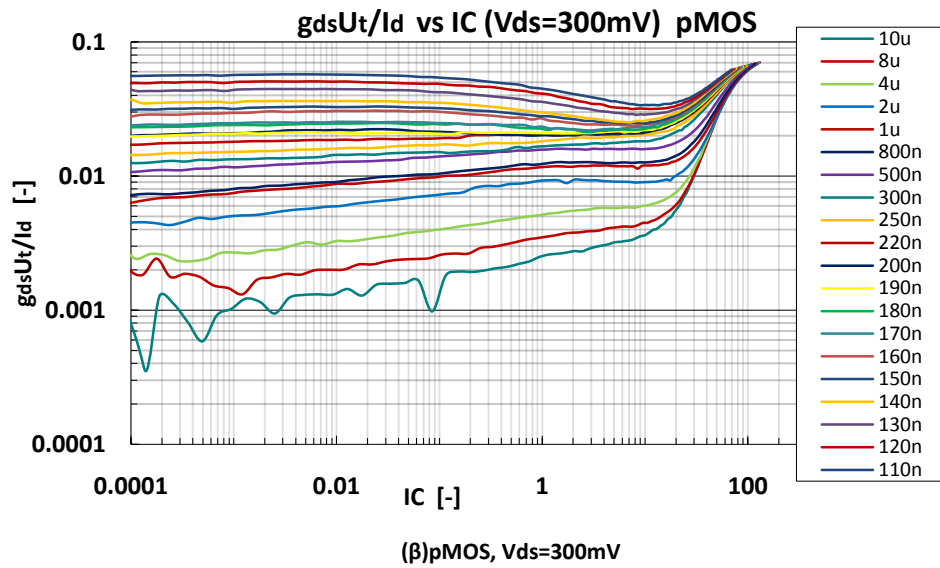
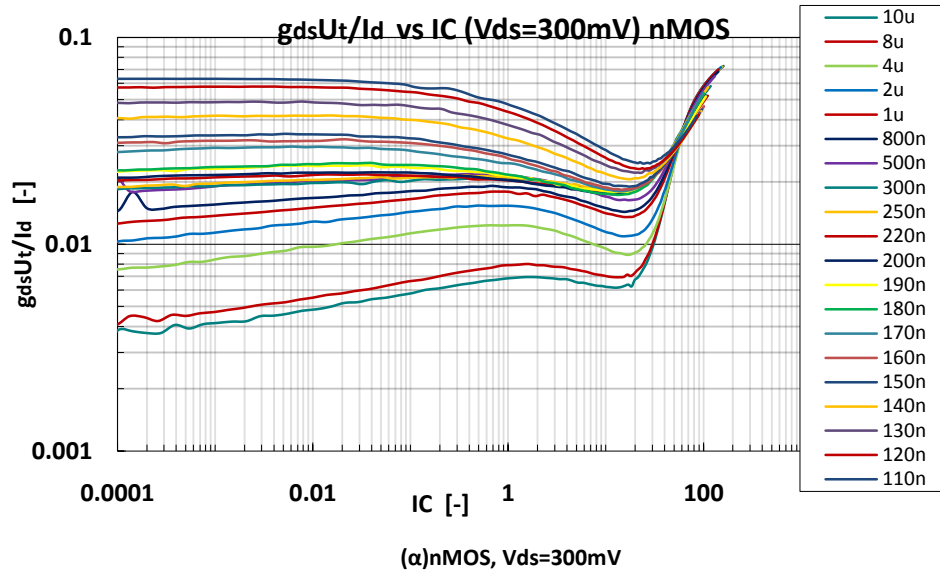
ηλεκτρονίων με τις οπές να παρασύρονται στο υπόστρωμα και τα ηλεκτρόνια στην υποδοχή. Αυτό οδηγεί σε αύξηση του ρεύματος υποδοχής-υποστρώματος I_{DB} , που συνεισφέρει στο ρεύμα υποδοχής. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως επίδραση ιονισμού. Το I_{DB} , επιπλέον, δημιουργεί μια πτώση τάσης κατά μήκος της αντίστασης υποστρώματος που μειώνει την τάση πηγής-σώματος V_{SB} . [1]. Αυτό σημαίνει μείωση της τάσης κατωφλίου V_T , δηλ. αύξηση του όρου $V_{GS} - V_T$ και κατά συνέπεια του I_D . Διάφορες μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί για την αντιμετώπιση του εν λόγω φαινομένου, οι συνέπειες του οποίου μπορούν να οδηγήσουν από την μείωση των διαγωγιμοτήτων, μέχρι και την καταστροφή, εν καιρώ, του τρανζίστορ. Παρόλα αυτά, η λειτουργία σε τάσεις αρκετά μικρότερες του μέγιστου της τεχνολογίας είναι τις περισσότερες φορές αρκετή για να περιορίσει τις παραπάνω ανεπιθύμητες παρενέργειες [1].

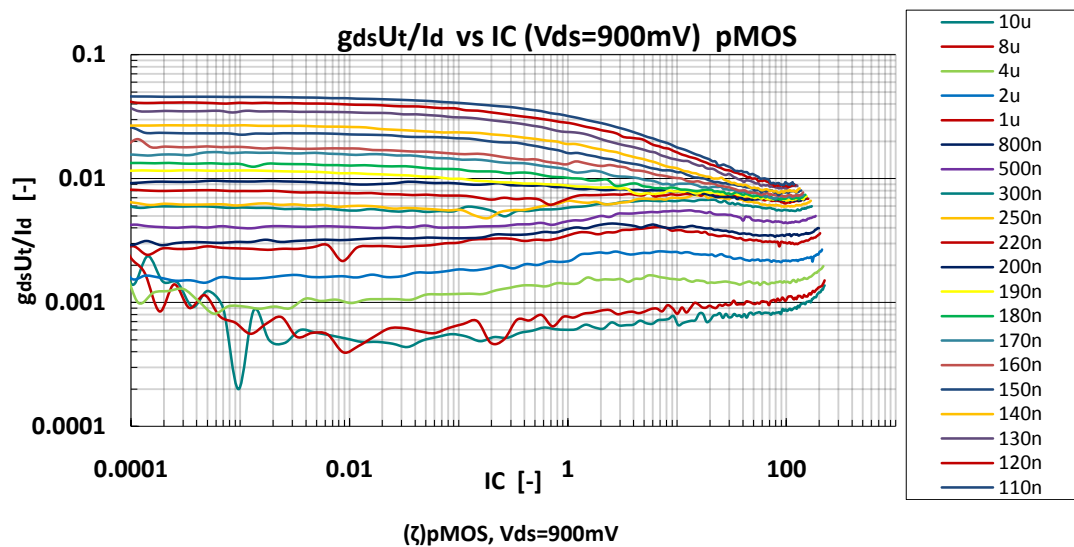
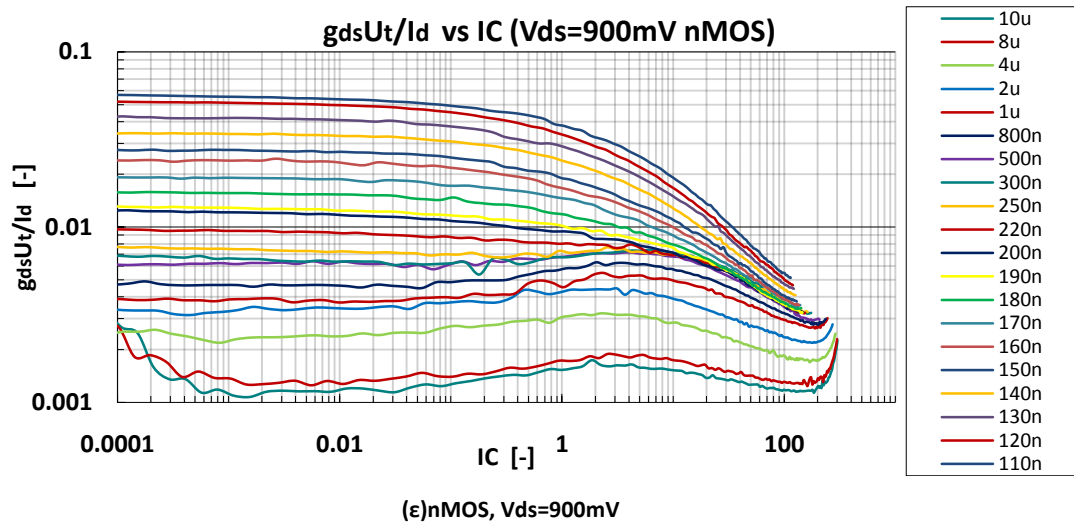
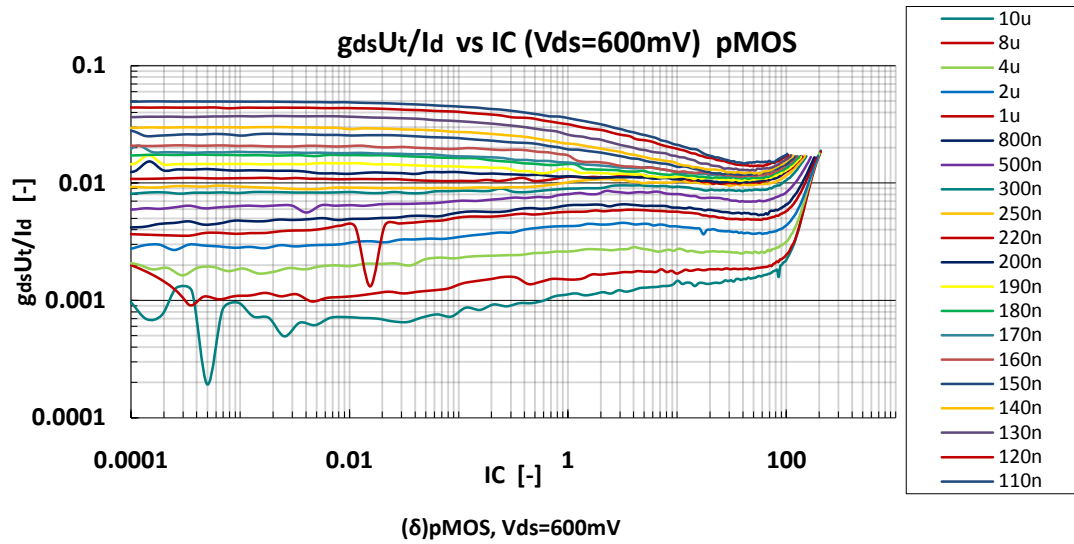
3.3.2. Μετρημένες Τιμές

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων για την αγωγιμότητα υποδοχής g_{ds} . Η g_{ds} είναι η πιο απρόβλεπτη και πιο περίπλοκη για μοντελοποίηση διαγωγιμότητα [1], καθιστώντας τα παρακάτω ευρήματα ιδιαίτερα σημαντικά. Είναι, επιπλέον, η μικρότερη σε μέγεθος διαγωγιμότητα και ιδιαίτερα επιρρεπής σε φαινόμενα ανώτερης τάξης. Στην παρούσα εργασία τα αποτελέσματα για την g_{ds} εκφράζονται είτε μέσω της κανονικοποιημένης μορφής της ως προς το ρεύμα, δηλ. $g_{ds}U_T/I_D$, είτε, κυρίως, μέσω της τάσης Early $V_A = \frac{I_D}{g_{ds}}$.

Στο Σχήμα 3.15 παρουσιάζονται οι μετρήσεις για την $g_{ds}U_T/I_D$, με τάση υποδοχής-πηγής $V_{DS}=300,600$ και 900 mV. Παρατηρείται έντονη εξάρτηση από το μήκος καναλιού, και όχι μόνο για τις μικρότερες γεωμετρίες, όπως συνέβαινε με τις υπόλοιπες. Για τα μικρά και μεσαία μήκη καναλιού, η $g_{ds}U_T/I_D$ ξεκινά στην ασθενή αντιστροφή διατηρώντας σχεδόν σταθερή τιμή έως τη μέση σχεδόν της μέτριας, όπου αρχίζει να μειώνεται, μείωση που συνεχίζεται μέχρι και την ισχυρή. Για τα μεγάλα μήκη αντίθετα, η τιμή της $g_{ds}U_T/I_D$ στην ασθενή αντιστροφή είναι χαμηλότερη από την τιμή στην μέτρια, ιδιαίτερα για $V_{DS}=300$ mV. Το φαινόμενο γίνεται λιγότερο έντονο όσο η V_{DS} αυξάνει, γεγονός που οφείλεται στην εξάρτηση της διαγωγιμότητας πύλης από την V_{DS} μέσω των φαινομένων ανώτερης τάξης (κυρίως DIBL) που αναλύθηκαν στην ενότητα 3.3.1. Άξιο αναφοράς είναι και η πιο «στρωτή» συμπεριφορά που επιδεικνύουν τα pMOS, εξαιτίας της χαμηλότερης ευαισθησίας τους στα φαινόμενα αυτά.

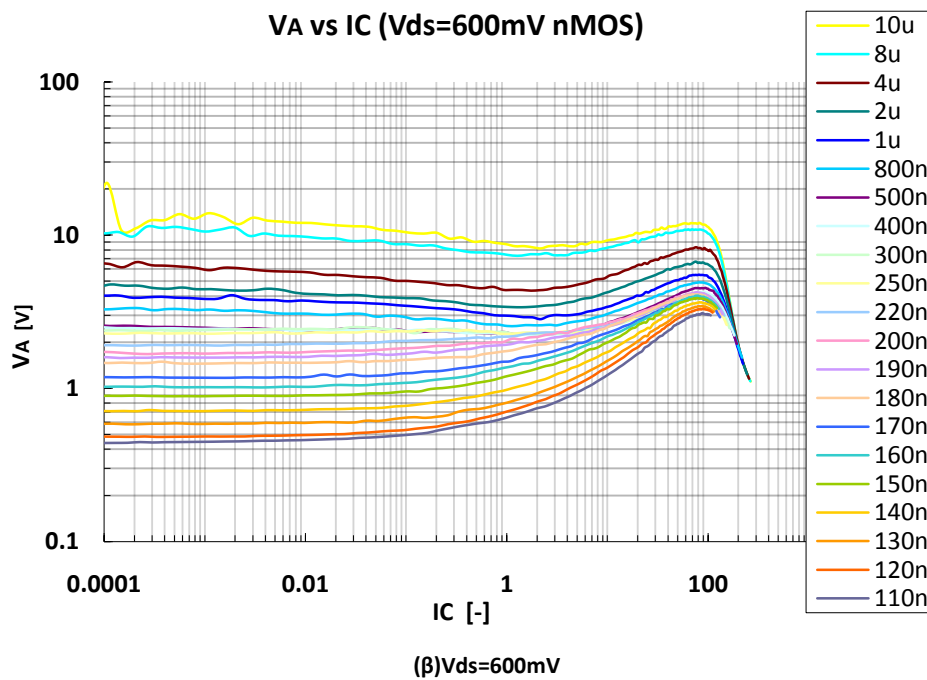
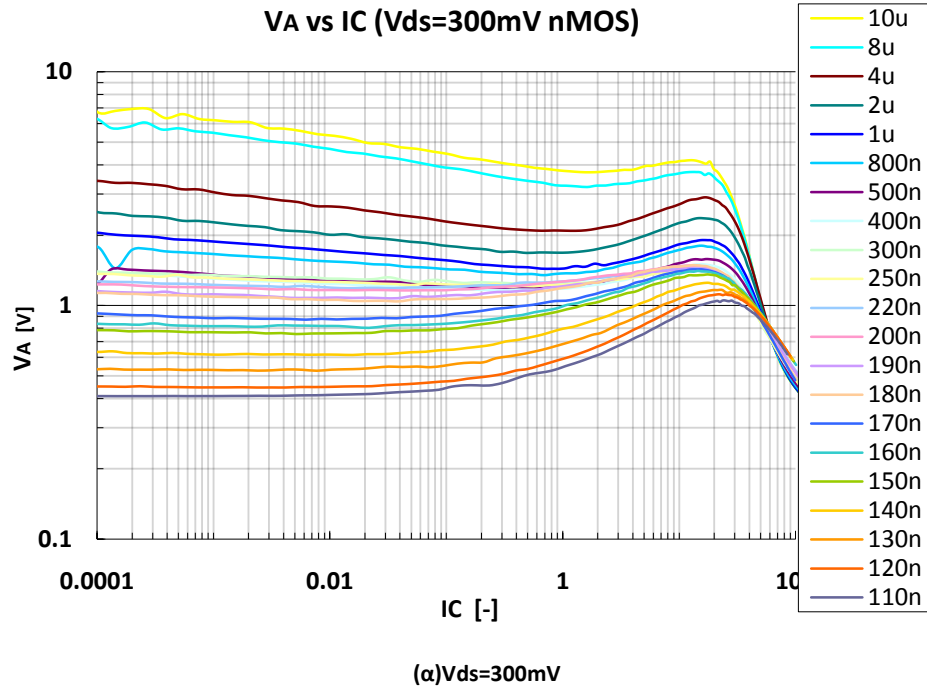
Η απότομη άνοδος στο τέλος οφείλεται στην έξοδο από την κατάσταση κορεσμού για το τρανζίστορ, γεγονός που συμβαίνει για μεγαλύτερο IC , όσο η τάση V_{DS} αυξάνεται.

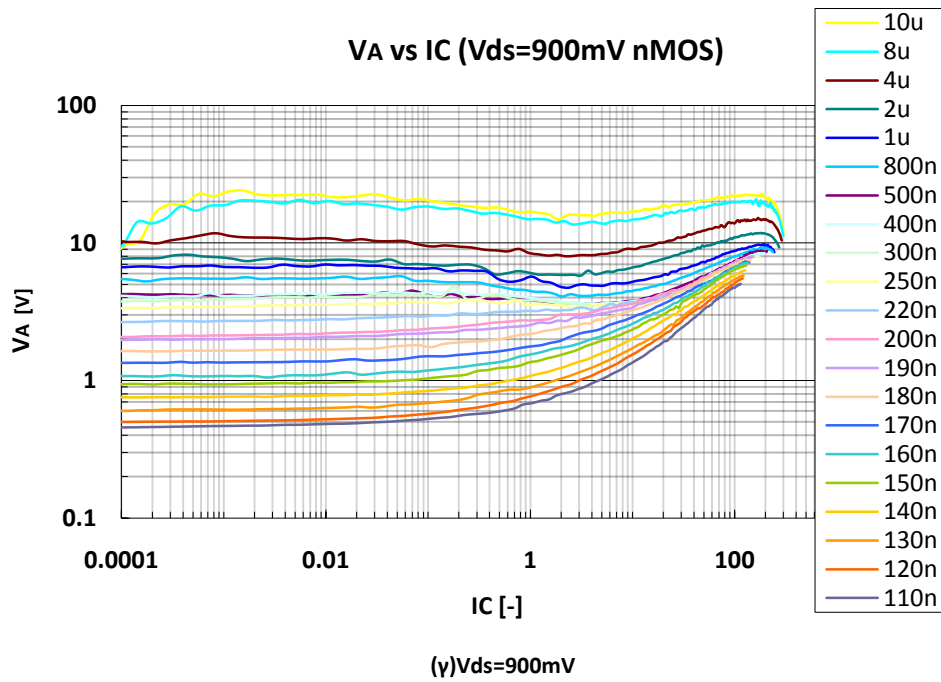




Σχήμα 3.15 Κανονικοποιημένη αγωγιμότητα υποδοχής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS και pMOS για διάφορες τάσεις V_{ds} .

Η εικόνα που αναμένεται για την τάση Early V_A είναι η αντίθετη από τις προηγηθείσες, αφού $V_A = \frac{I_D}{g_{ds}}$. Το γεγονός επιβεβαιώνουν τα γραφήματα του Σχήματος 3.16, στο οποίο απεικονίζεται η V_A ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC για $V_{DS}=300,600$ και 900 mV.

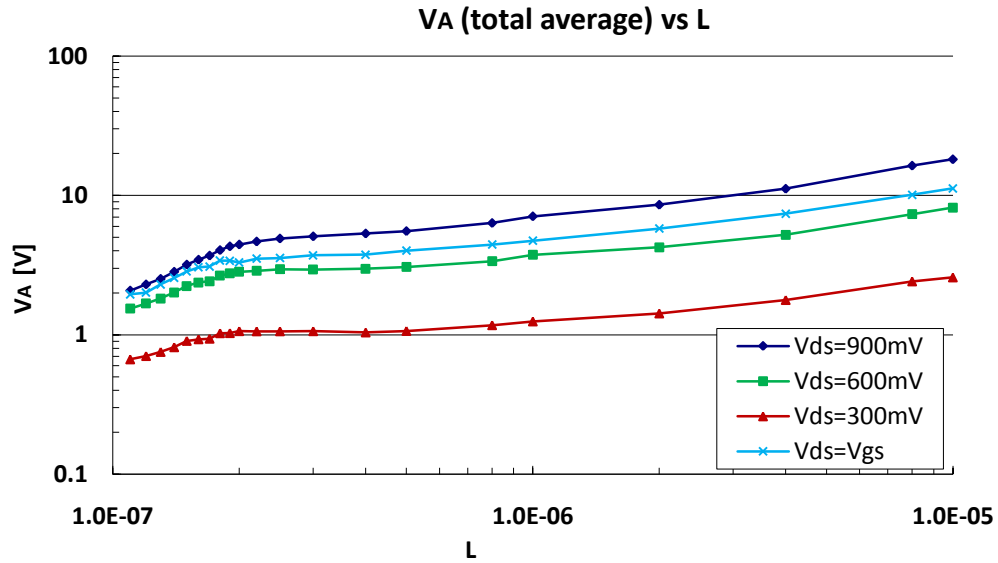




Σχήμα 3.16 Τάση Early V_A ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS για διάφορες τάσεις V_{ds} . Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη

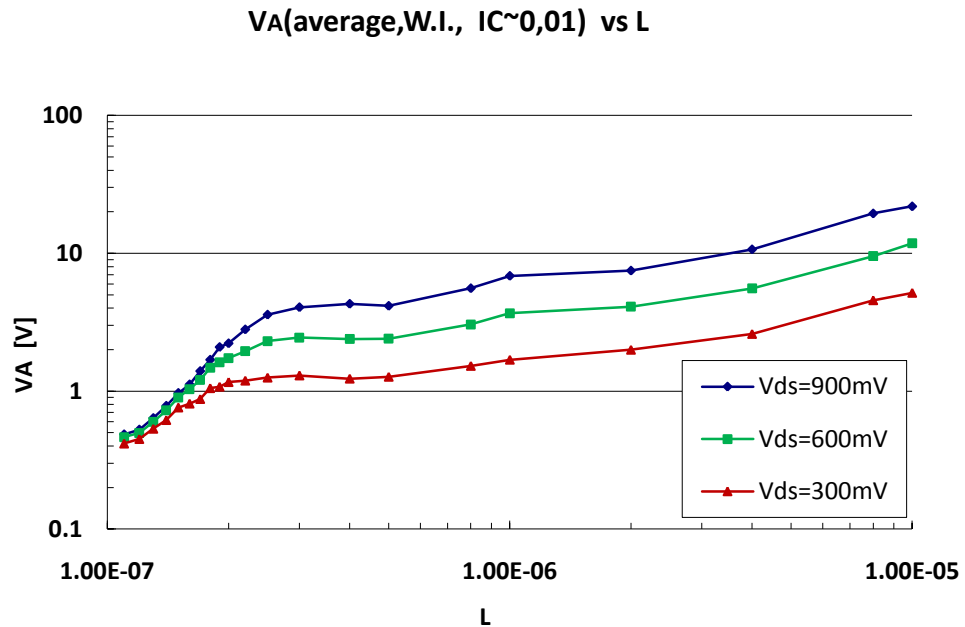
Εμφανείς είναι οι επιδράσεις των φαινομένων ανώτερης τάξης στα παραπάνω γραφήματα και η εξάρτηση της V_A ως προς την V_{DS} και το μήκος καναλιού που προκαλούν. Ειδικότερα, στην ασθενή αντιστροφή έντονη μείωση της V_A προκαλεί το φαινόμενο DIBL, και στην μέτρια και ισχυρή το CLM, στα τρανζίστορ μικρού μήκους. Παράλληλα η V_A εμφανίζει μικρή μείωση όσο η τάση V_{ds} μειώνεται, αφού κατ' αυτόν τον τρόπο τα φαινόμενα αυτά επιτείνονται.

Από τα γραφήματα παρατηρείται επιπλέον και η έντονη, σχεδόν γραμμική σχέση της V_A ως προς το μήκος καναλιού L που αναφέρθηκε νωρίτερα. Πιο αναλυτικά φαίνεται στο Σχήμα 3.17, όπου καταγράφεται η V_A ως προς το L , για διάφορες τάσεις υποδοχής-πηγής και για διαφορετικά επίπεδα αντιστροφής. Ιδιαίτερη σημασία στο γράφημα έχει η αύξηση της κλίσης για μήκη $L=180\text{ nm}$ και κάτω, εξαιτίας του φαινομένου DIBL.

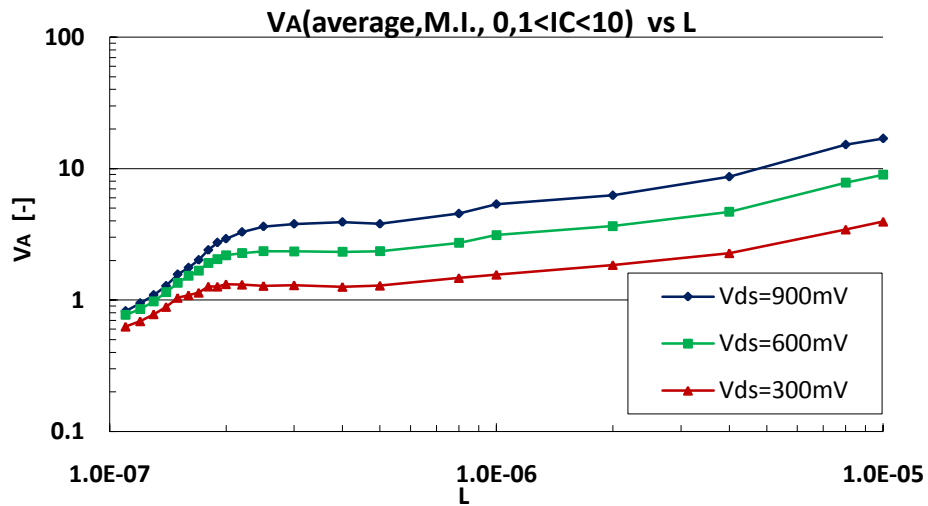


Σχήμα 3.17 Τάση Early V_A (μέσος όρος) ως προς το μήκος καναλιού για όλες τις τιμές του συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διάφορες τάσεις V_{ds} . Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη.

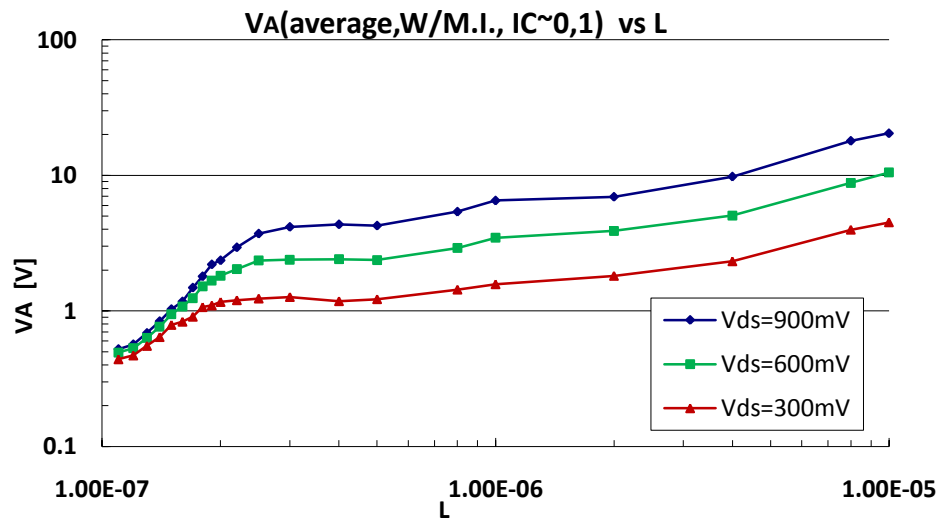
Από το Σχήμα είναι φανερή η μείωση της V_A όταν μειώνεται η V_{DS} αλλά και ο μεγαλύτερος ρυθμός μείωσής της σε μικρότερες γεωμετρίες. Ο ρυθμός αυτός γίνεται μεγαλύτερος στην ασθενή και μέτρια αντιστροφή για V_{ds} 900 mV, καθώς η μεγάλη τάση υποδοχής-πηγής επιτείνει τα φαινόμενα ανώτερης τάξης. Αυτό φαίνεται καθαρά στο Σχήμα 3.18 στο οποίο απεικονίζεται η τάση Early για συγκεκριμένες τιμές του συντελεστή αντιστροφής IC .



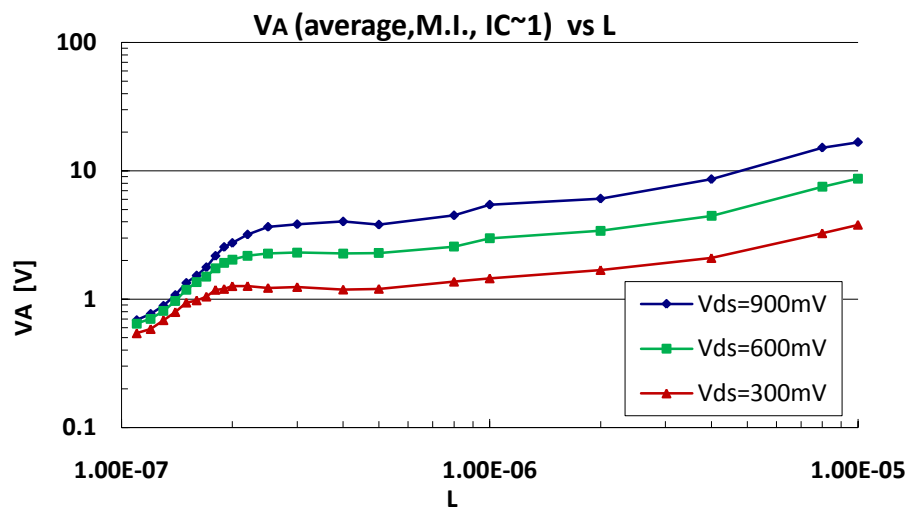
(α) V_A (μέσος όρος), $IC \sim 0,01$



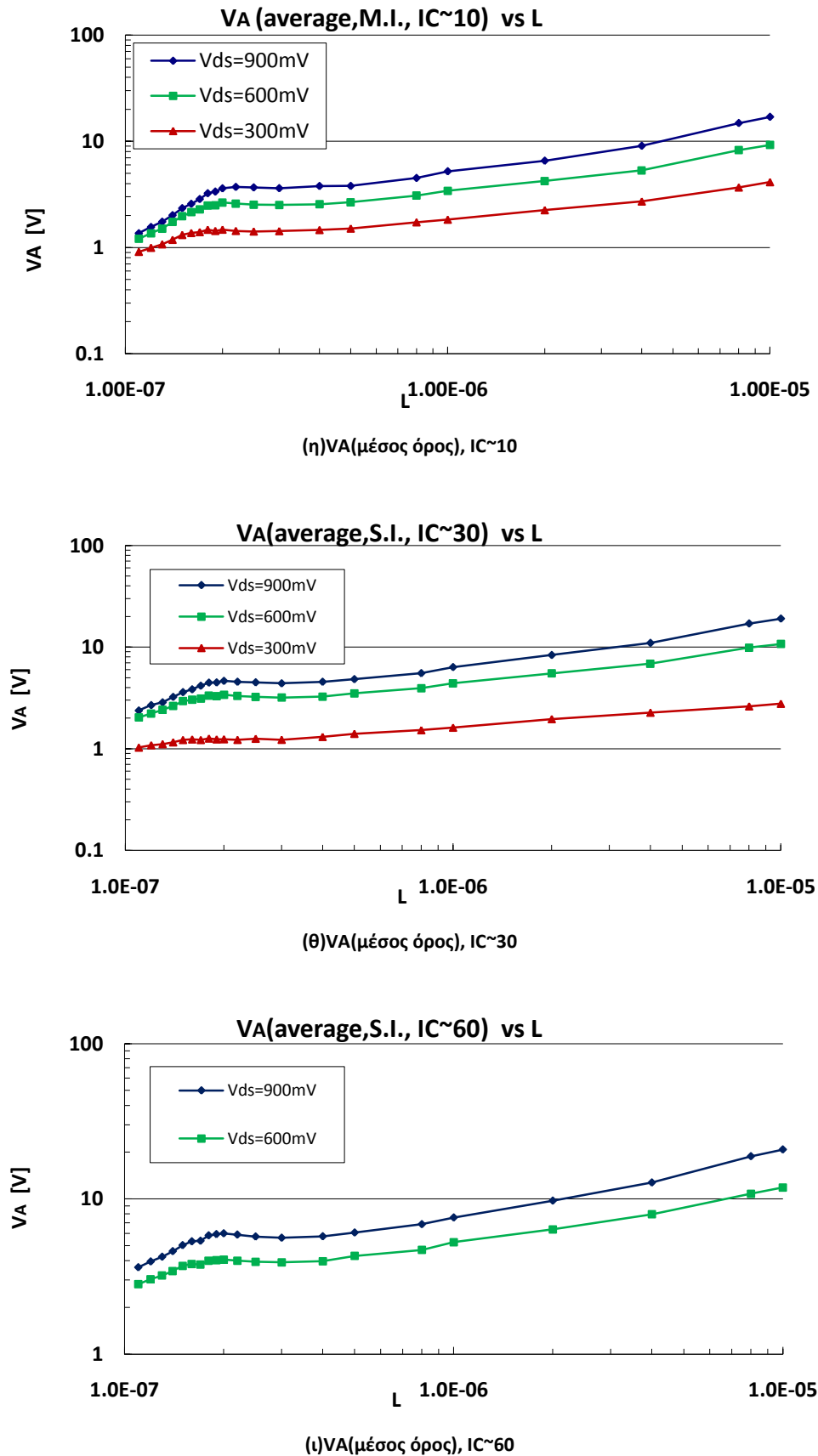
(β)VA(μέσος όρος), μέτρια αντιστροφή



(γ)VA(μέσος όρος), IC~0,1



(ε)VA(μέσος όρος), IC~1



Σχήμα 3.18 Τάση Early V_A ως προς το μήκος καναλιού για συγκεκριμένες περιοχές του συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διάφορες τάσεις V_{ds} . Η συμπεριφορά σε pMOS είναι αντίστοιχη.

Στο τελευταίο γράφημα η τάση Early για V_{ds} 300 mV απουσιάζει, καθώς το τρανζίστορ έχει απομακρυνθεί από την κατάσταση κορεσμού.

Με τον στόχο των σχεδιαστών να είναι συνήθως η διατήρηση της V_A σε υψηλές τιμές (ή διαφορετικά σε χαμηλές της g_{ds}), είναι προφανής η δυσκολία που συναντούν με την ραγδαία κλιμάκωση της τεχνολογίας σε μικρότερες γεωμετρίες.

3.4. Διαγωγιμότητα πηγής

Η διαγωγιμότητα πηγής g_{ms} περιγράφει την αλλαγή στο ρεύμα υποδοχής I_D όταν αλλάζει η τάση πηγής V_B , με τις υπόλοιπες τάσεις σταθερές. Η g_{ms} επηρεάζει τις μικρού σήματος αντιστάσεις και το κέρδος τάσης. Ορίζεται ως:

$$g_{ms} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_S} \right|_{V_{B,G}} \quad (3.16)$$

και η κανονικοποιημένη μορφή της, όπως αυτή περιγράφεται στο κεφάλαιο 2 και που χρησιμοποιείται εκτενώς για τις ανάγκες της εργασίας για διευκόλυνση των συγκρίσεων[3], ορίζεται ως:

$$G_s = \frac{g_{ms} U_T}{I_D}, \text{ όπου } U_T \text{ η θερμοκή τάση} \quad (3.17)$$

Η g_{ms} συνδέεται με τις υπόλοιπες διαγωγιμότητες μέσω της :

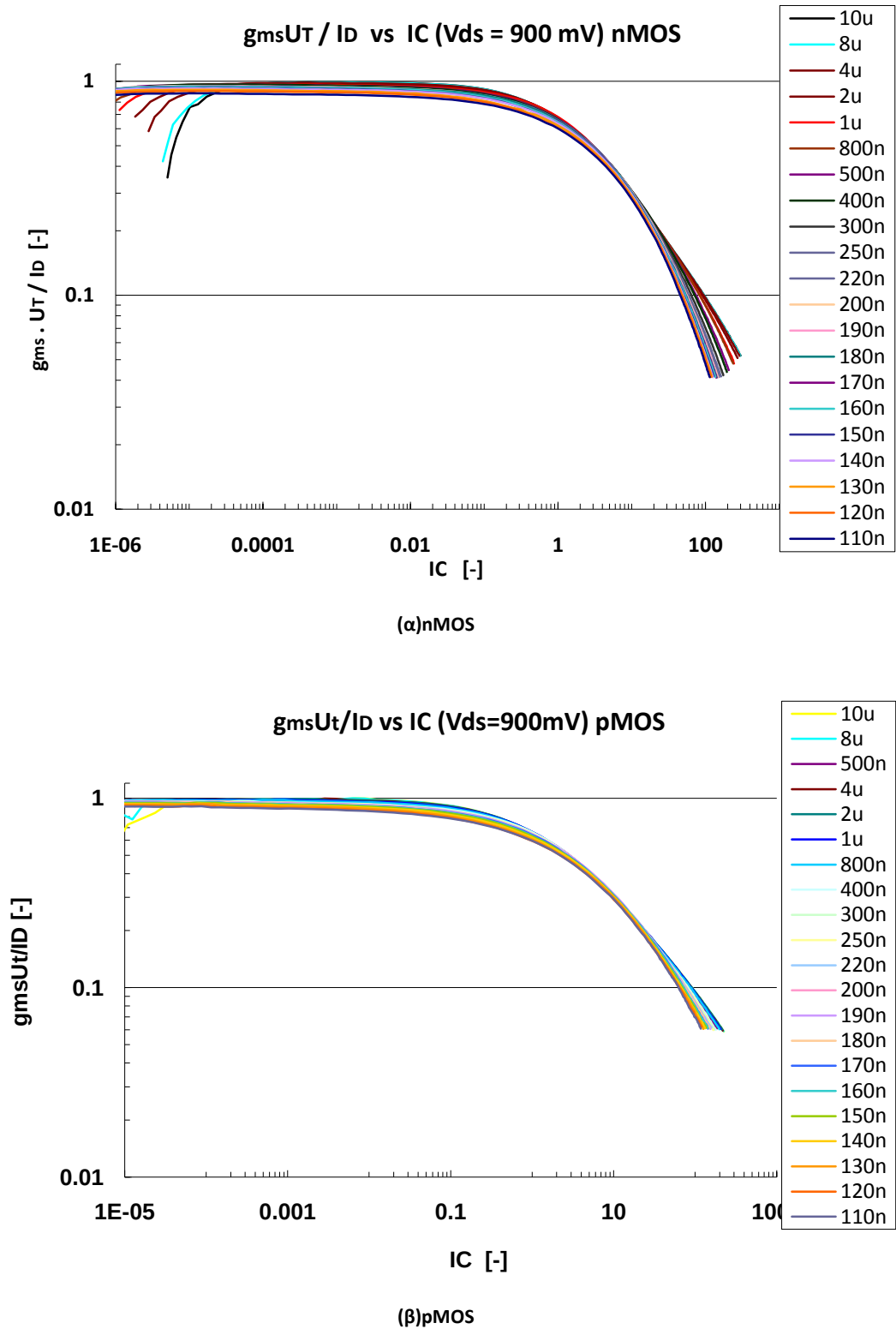
$$g_{ms} = g_m + g_{mb} + g_{ds} \cong g_m + g_{mb} \quad (3.18)$$

Από την εξίσωση (3.18) προκύπτει ότι η g_{ms} διαμορφώνεται από τους ίδιους παράγοντες που καθορίζουν τις g_m , g_{mb} και επηρεάζεται από τα ίδια φαινόμενα ανώτερης τάξης που επιδρούν σε αυτές. Στόχος του σχεδιαστή, μεταξύ άλλων, είναι και η διατήρηση της g_{ms} σε υψηλά επίπεδα, καθώς έτσι επιτυγχάνεται μικρή αντίσταση εισόδου.

Η g_{ms} πολλές φορές εκφράζεται μέσω του λόγου της διαγωγιμότητας πύλης προς την διαγωγιμότητα πηγής g_m/g_{ms} .

3.4.1. Μετρούμενες τιμές

Στο Σχήμα 3.19 φαίνεται η g_{ms} για V_{DS} 900 mV. Έχοντας το αναμενόμενο σχήμα της συνάρτησης $G(IC)$, η g_{ms} ξεκινά από την μονάδα στην ασθενή αντιστροφή, συνεχώς μειούμενη περνώντας στην μέτρια και την ισχυρή. Η εξάρτησή της από την κλιμάκωση, κυρίως για nMOS, είναι ήδη φανερή, γεγονός που θα αναλυθεί παρακάτω.

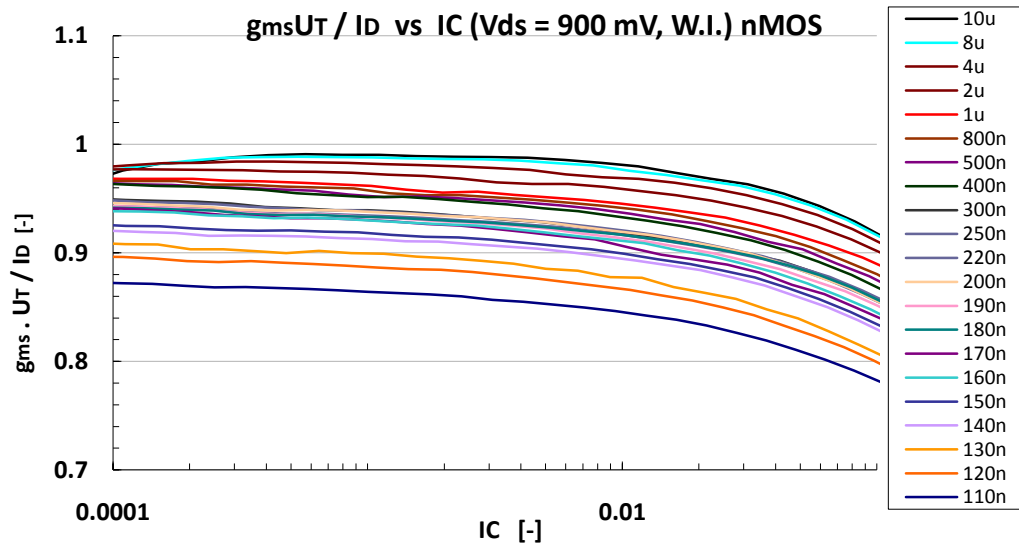


Σχήμα 3.19 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS και pMOS.

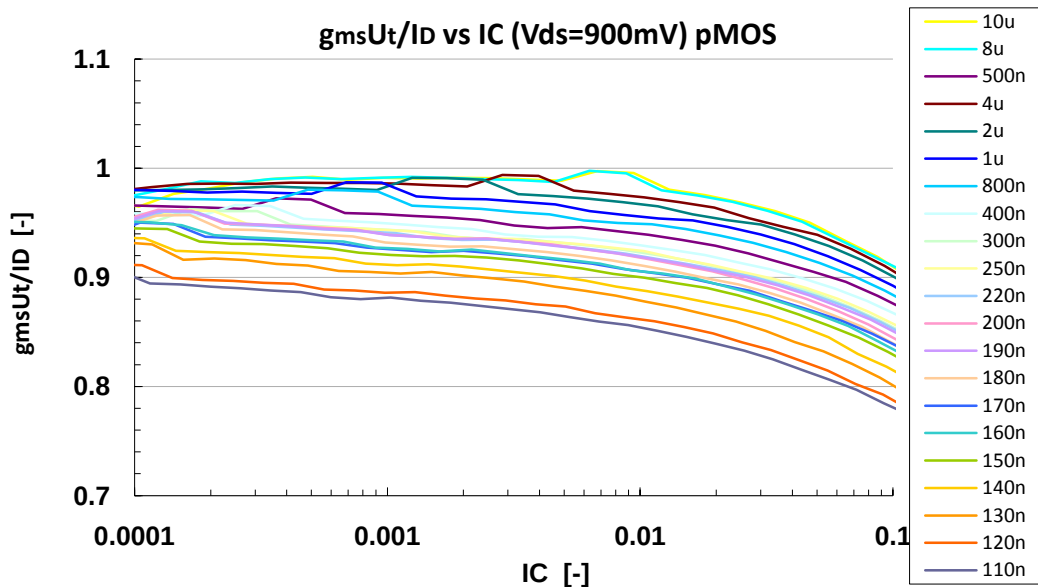
Από το γράφημα είναι εμφανής η χαμηλότερη διακύμανση για διαφορετικά μήκη καναλιού που υφίστανται τα pMOS σε σχέση με τα nMOS. Φαίνεται ακόμα και η σπουδαιότητα των περιοχών

ασθενής και μέτριας αντιστροφής, κατά τις οποίες η τιμή g_{ms} είναι υψηλή ακόμα και για τις χαμηλότερες γεωμετρίες, καθιστώντας τις, τις σημαντικότερες περιοχές σχεδίασης.

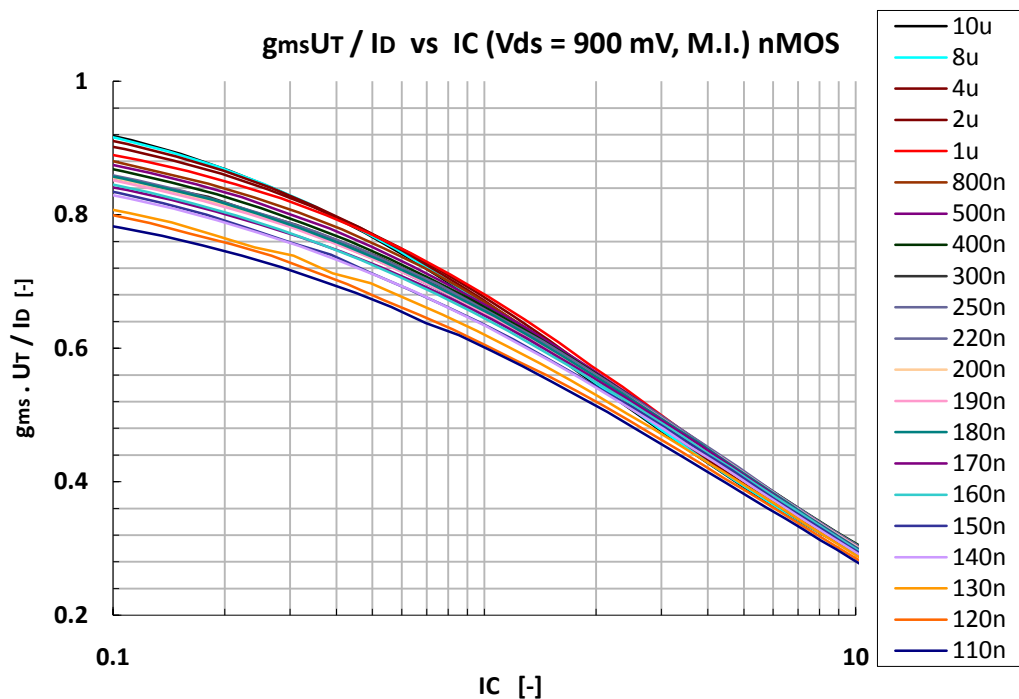
Πιο αναλυτικά, στην ασθενή αντιστροφή και στις απαρχές της μέτριας υπεισέρχεται το φαινόμενο STI, ελαττώνοντας την τιμή της g_{ms} . Αν και το φαινόμενο είναι εντονότερο στις μικρότερες γεωμετρίες, εμφανίζεται και στις μεγαλύτερες, με αποτέλεσμα η προβλεπόμενη τιμή της μονάδας για την g_{ms} στην ασθενή αντιστροφή να μην επιτυγχάνεται ποτέ. Στη δε ισχυρή το αντίστοιχο αποτέλεσμα επιφέρουν τα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας και VFMR. Το αποτέλεσμα φαίνεται πιο καθαρά στα γραφήματα του Σχήματος 3.20, στα οποία απεικονίζεται καθαρά η g_{ms} για κάθε περιοχή ξεχωριστά.



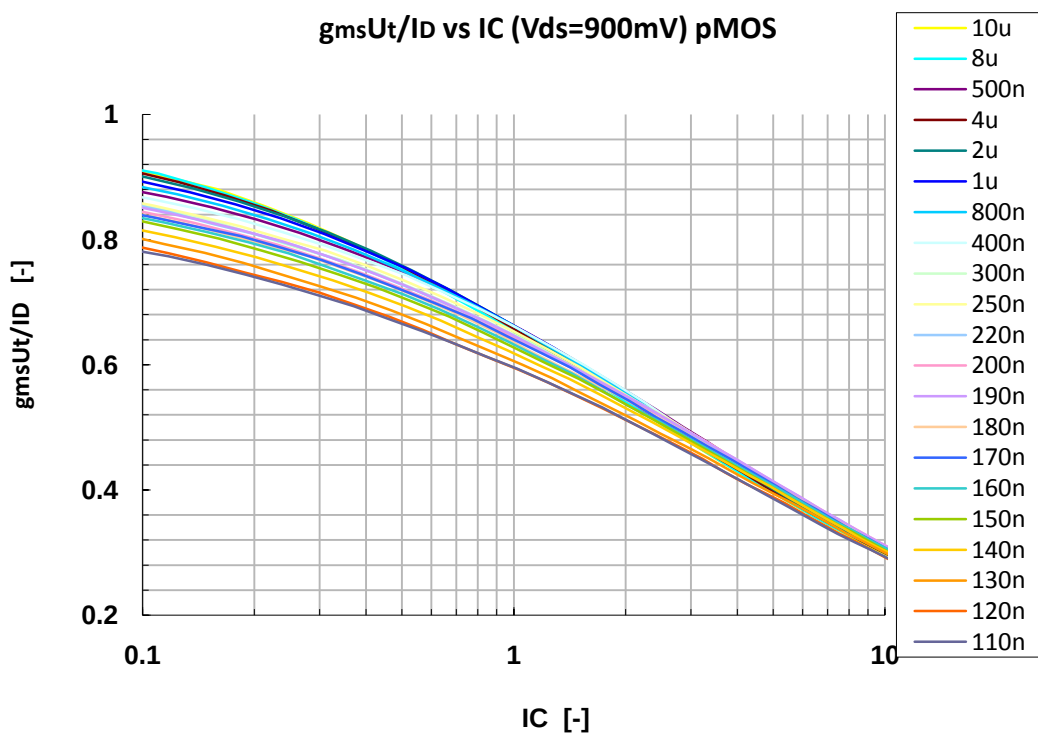
(α) nMOS, ασθενής αντιστροφή



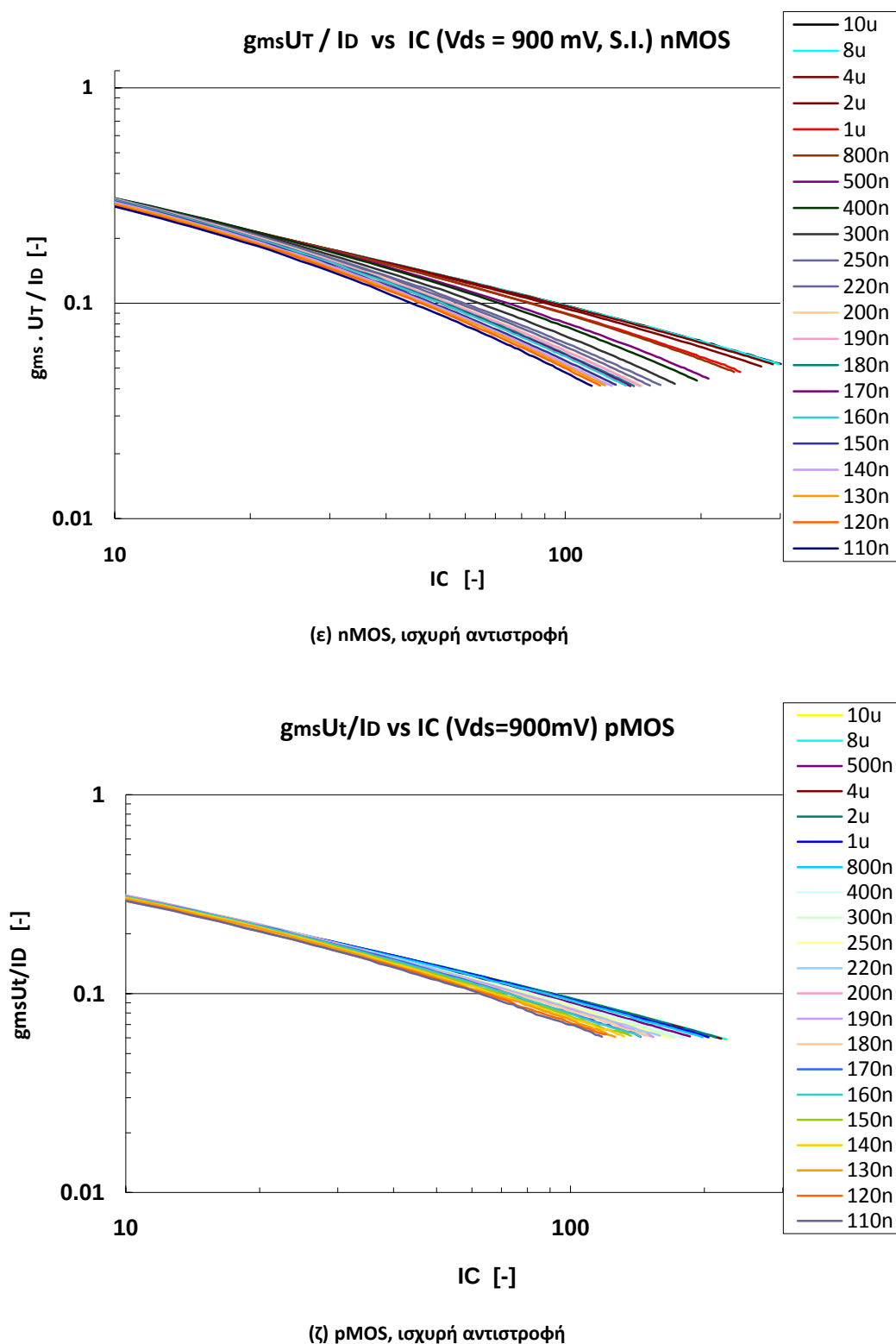
(β) pMOS, ασθενής αντιστροφή



(γ) nMOS, μέτρια αντιστροφή



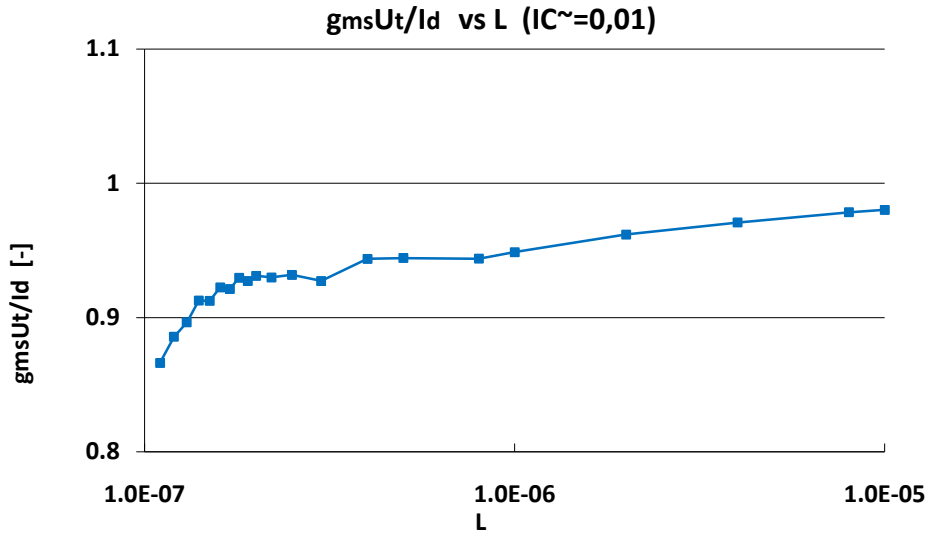
(δ) pMOS, μέτρια αντιστροφή



Σχήμα 3.20 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς τον συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS και pMOS για ασθενή, μέτρια και ισχυρή αντιστροφή.

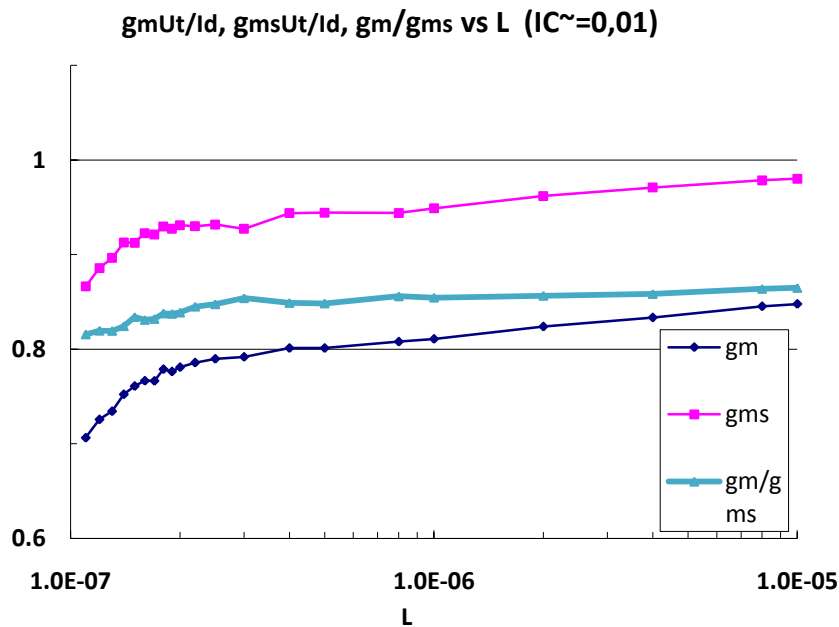
Την συνολική εικόνα της συμπεριφοράς της διαγωγιμότητας πηγής ως προς την κλιμάκωση, αποδίδει το Σχήμα 3.21, στο οποίο παρουσιάζεται για ενδεικτική τιμή του συντελεστή αντιστροφής

0,01 (ασθενής αντιστροφή) η g_{ms} ως προς το μήκος καναλιού L . Είναι ενδεικτικό πως η μείωση που προκύπτει για το ελάχιστο μήκος σε σχέση με το μέγιστο αγγίζει το 12%.



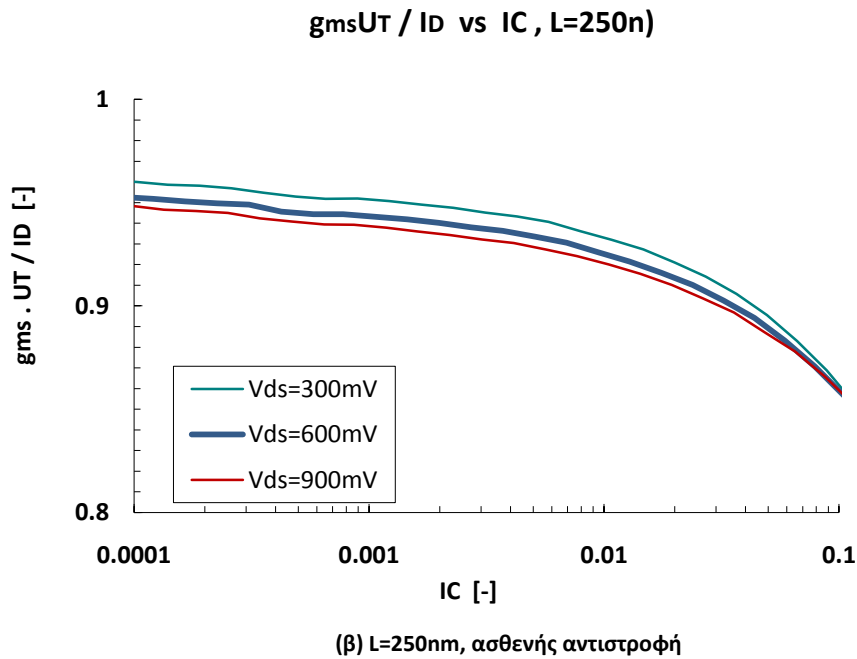
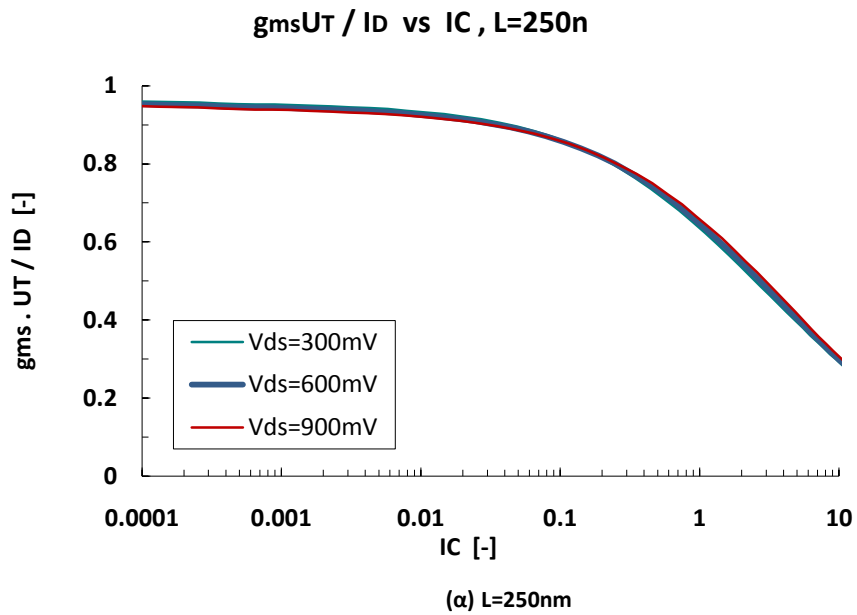
Σχήμα 3.21 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής ως προς το μήκος καναλιού για τιμές του συντελεστή αντιστροφής $IC=0,01$ (ασθενής αντιστροφή) σε nMOS. Το γράφημα για σε pMOS είναι αντίστοιχο.

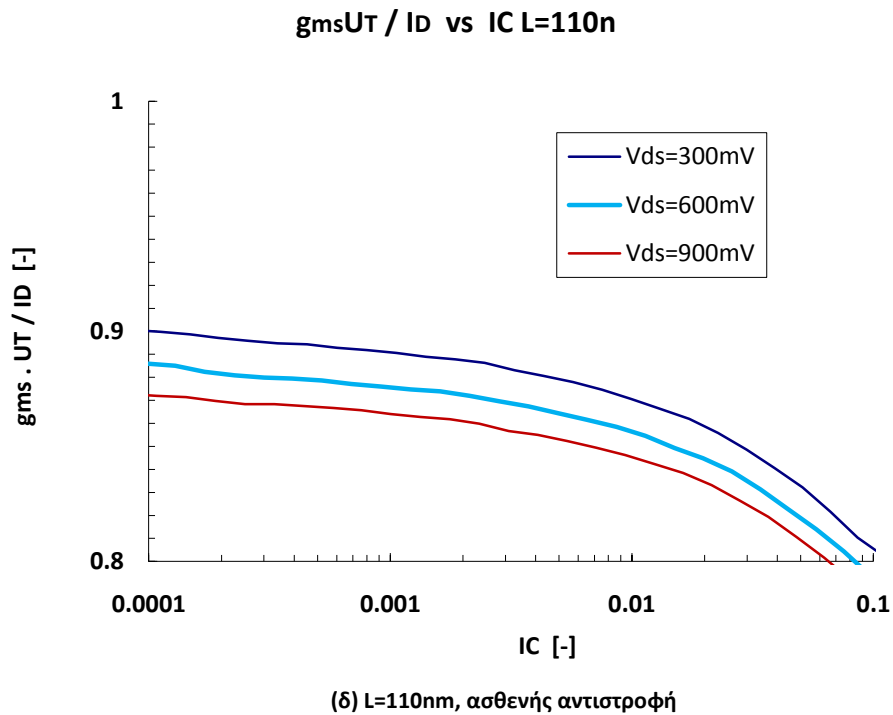
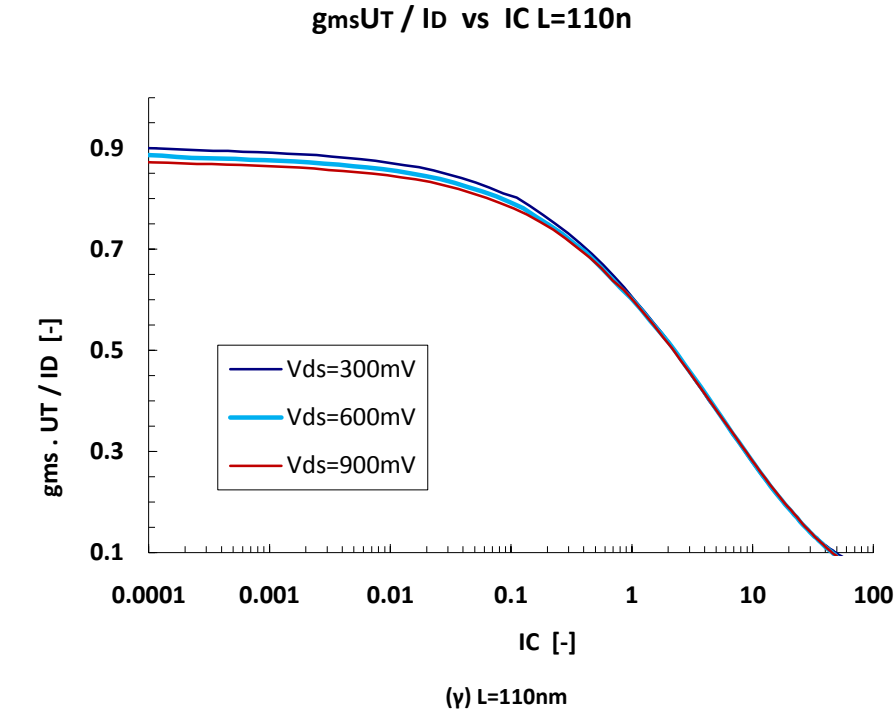
Μια σημαντική παρατήρηση ως προς την κλιμάκωση είναι πως οι διαγωγιμότητες πηγής και πύλης δείχνουν να μειώνονται με τον ίδιο ρυθμό. Το αποτέλεσμα είναι ο λόγος g_m/g_{ms} να μένει για αρκετές γεωμετρίες σχεδόν σταθερός. Το Σχήμα 3.22 δείχνει το φαινόμενο αυτό.



Σχήμα 3.22 Λόγος διαγωγιμότητα πηγής προς διαγωγιμότητα πηγής ως προς το μήκος καναλιού για συντελεστή αντιστροφής $IC=0,01$ σε nMOS. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

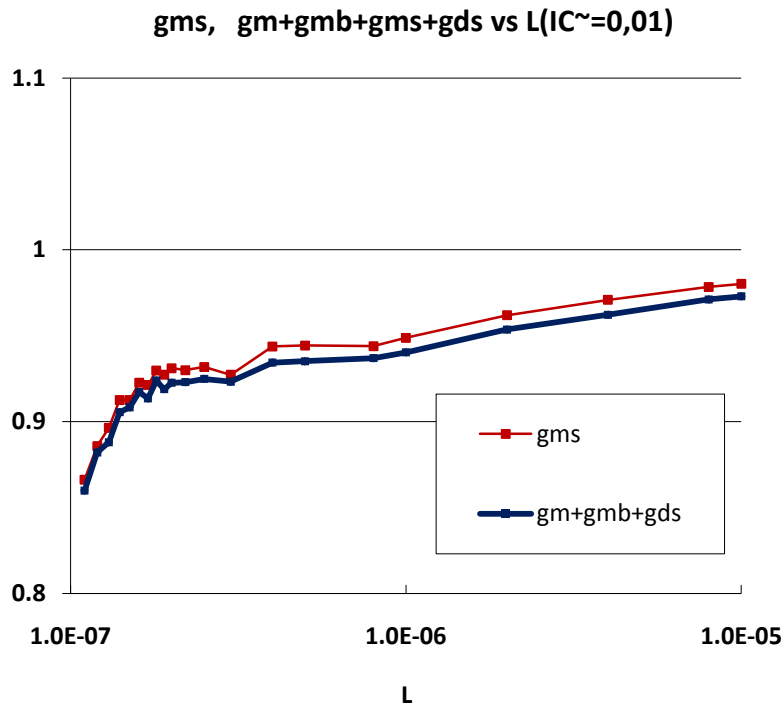
Ως το σημείο αυτό έχει θεωρηθεί πως η g_{ms} είναι ανεξάρτητη από την τάση υποδοχής-πηγής V_{DS} . Στην πραγματικότητα, εξαιτίας κυρίως του φαινομένου DIBL παρουσιάζει μικρή ευαισθησία, έχοντας την τάση να μειώνεται σε ενδεχόμενη αύξηση της V_{DS} . Το φαινόμενο αυτό γίνεται εντονότερο στις μικρότερες γεωμετρίες, όπως αποδεικνύεται από τα γραφήματα του Σχήματος 3.23.





Σχήμα 3.23 Κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα πηγής σε nMOS ως προς το συντελεστή αντιστροφής I_C 0,01 για διαφορετικές τάσεις V_{ds} και διαφορετικά μήκη καναλιού. Μεγαλύτερη V_{ds} επιτείνει το φαινόμενο DIBL, οδηγώντας σε μείωση της g_{ms} , ειδικότερα σε μικρότερες γεωμετρίες. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

Παίρνοντας μετρήσεις ξεχωριστά για την g_{ms} , είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί η ιδιότητά της να αποτελεί το άθροισμα των υπόλοιπων διαγωγιμοτήτων ως μέσο επιβεβαίωσης των μετρήσεων. Η σύγκριση της διαγωγιμότητας πηγής, όπως αυτή μετρήθηκε, με το άθροισμα των υπολοίπων είναι ενδεικτική για την ακρίβεια των μετρήσεων για όλες τις διαγωγιμότητες. Με βάση τα παραπάνω το γράφημα του Σχήματος 3.24 είναι κάτι παραπάνω από ενθαρρυντικό. Το ποσοστό διαφοράς ($\text{percent difference} = 0,5 \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \cdot 100\%$) δεν ξεπερνά το 0,3%, και δεδομένου ότι εκφράζει το ποσοστό ακρίβειας για όλες τις διαγωγιμότητες ταυτόχρονα, δείχνει ότι το επίπεδο της ακρίβειας είναι αρκετά υψηλό.



Σχήμα 3.24 Διαγωγιμότητα πηγής όπως μετρήθηκε (κόκκινη γραμμή) και όπως υπολογίστηκε ως το άθροισμα των υπολοίπων (μπλε γραμμή), ως προς το μήκος καναλιού για συντελεστή αντιστροφής $IC=0,01$ σε nMOS. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

3.5. Εσωτερικό Κέρδος Τάσης (Intrinsic voltage gain)

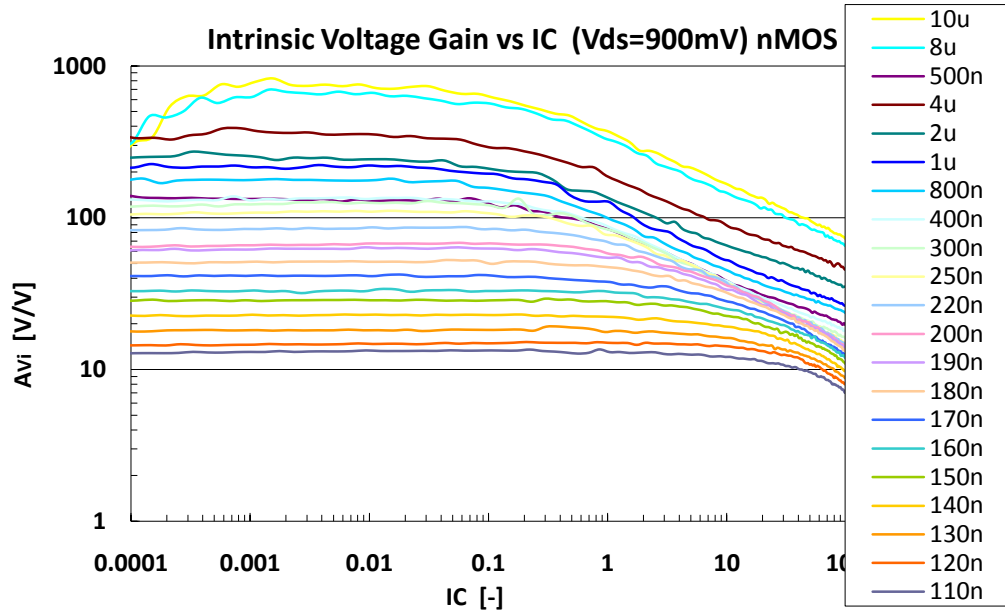
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται το εσωτερικό κέρδος τάσης (intrinsic voltage gain) A_{Vi} , όπως αυτό υπολογίστηκε από τις μετρήσεις των διαγωγιμοτήτων πύλης και πηγής-υποδοχής, με βάση την:

$$A_{Vi} = \frac{g_m}{g_{ds}} \quad (3.19)$$

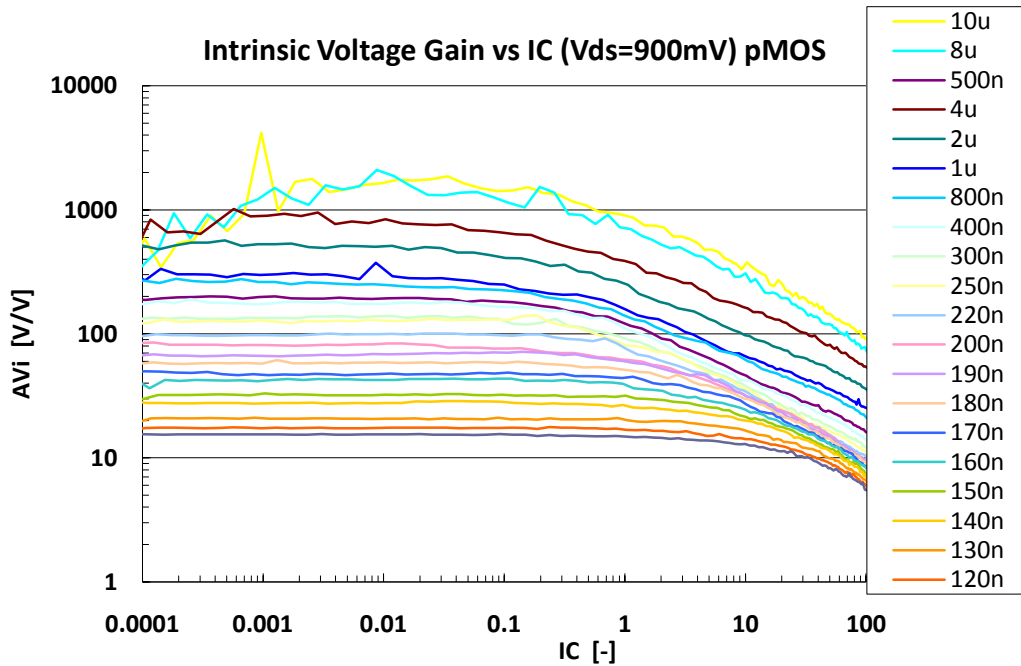
Από την εξ. (3.19) προκύπτει πως το A_{Vi} επηρεάζεται από τα ίδια φαινόμενα ανώτερης τάξης που επιδρούν στις g_m, g_{ds} και σχετίζονται με τις συνθήκες πόλωσης, τον συντελεστή

αντιστροφής και το μήκος καναλιού, όπως αναλύθηκαν σε προηγούμενες ενότητες. Η επιλογή των παραγόντων αυτών, ώστε να επιτευχθεί υψηλό A_{Vi} , είναι ένας από τους στόχους των σχεδιαστών, καθώς εκφράζει το μέγιστο δυνατό κέρδος τάσης ενός τρανζίστορ.

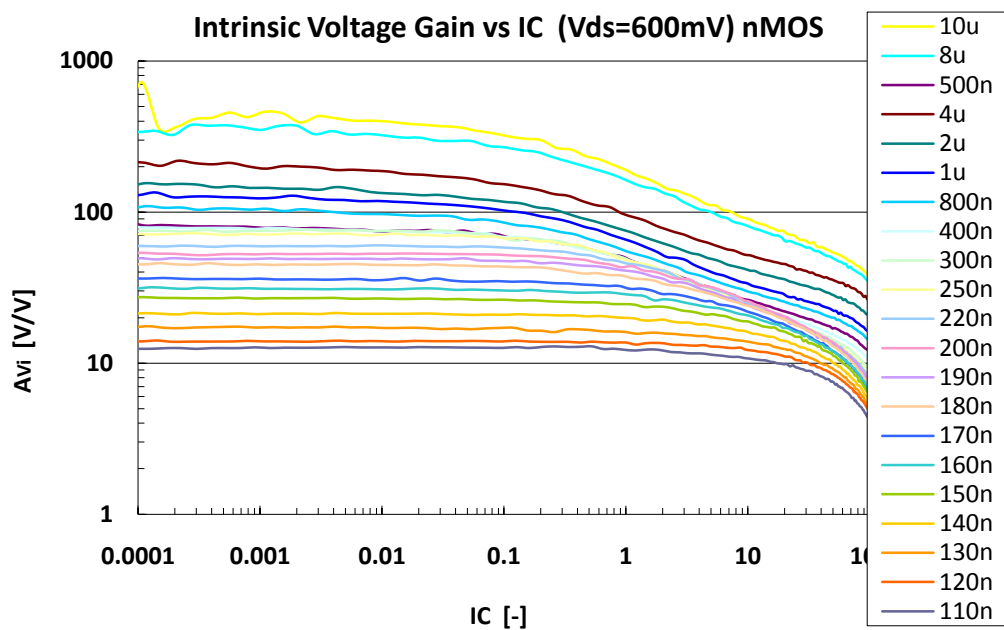
Στο Σχήμα 3.25 παρουσιάζεται το A_{Vi} για ασθενή, μέτρια και ισχυρή αντιστροφή και, δεδομένης της εξάρτησής του από την τάση υποδοχής-πηγής, αφορά διαφορετικές τάσεις V_{DS} 300,600 και 900 mV.



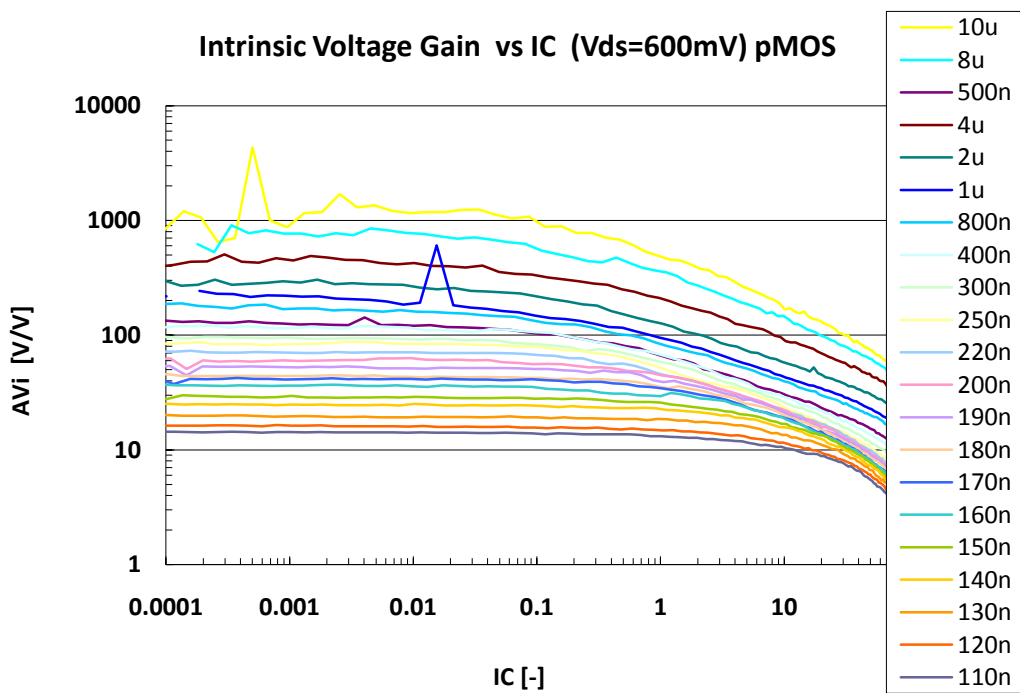
(α)nMOS, $V_{ds}=900\text{mV}$



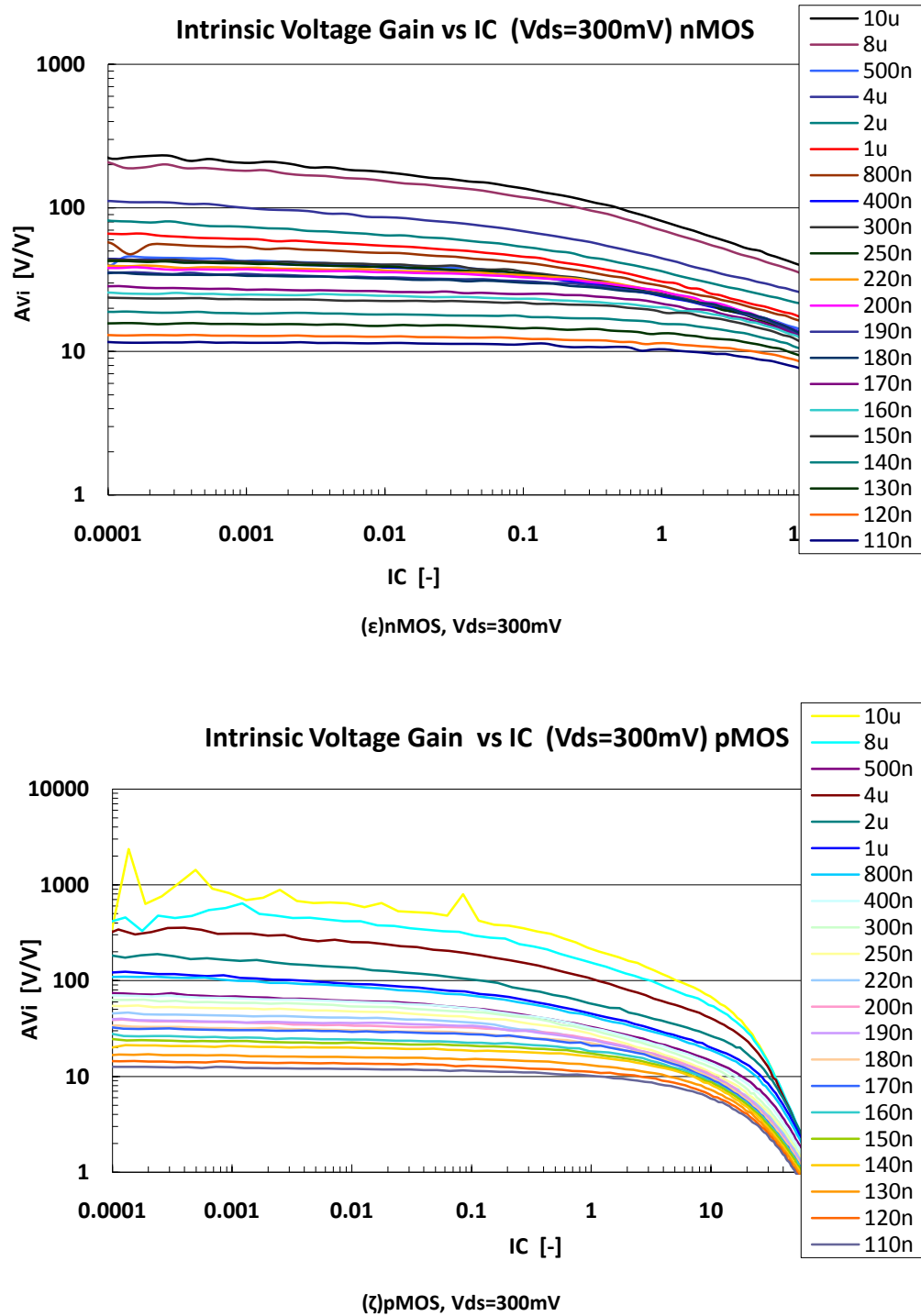
(β)pMOS, $V_{ds}=900\text{mV}$



(γ)nMOS, V_{ds}=600mV



(δ)pMOS, V_{ds}=600mV

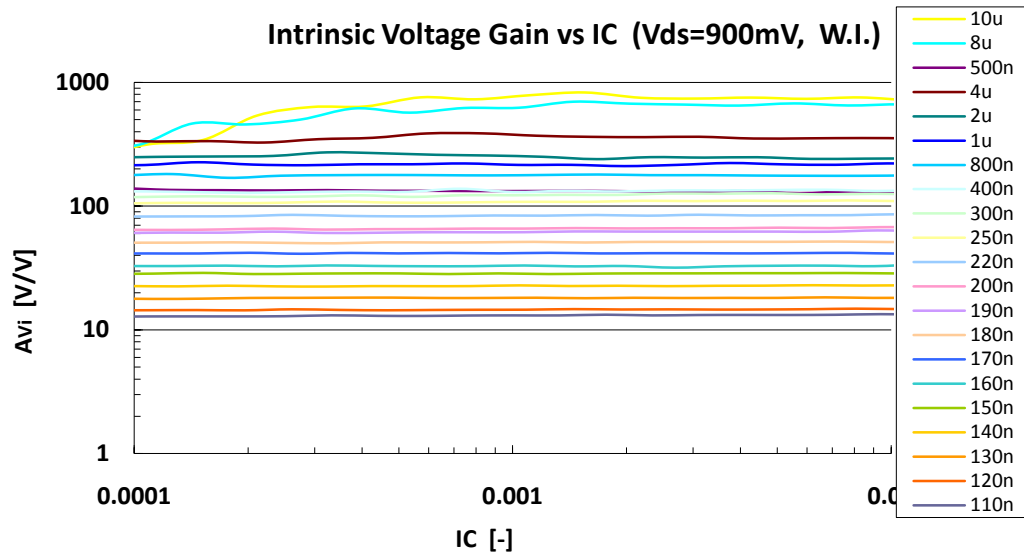


Σχήμα 3.25 Εσωτερικό κέρδος τάσης ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS και pMOS για διαφορετικές τάσεις V_{ds} .

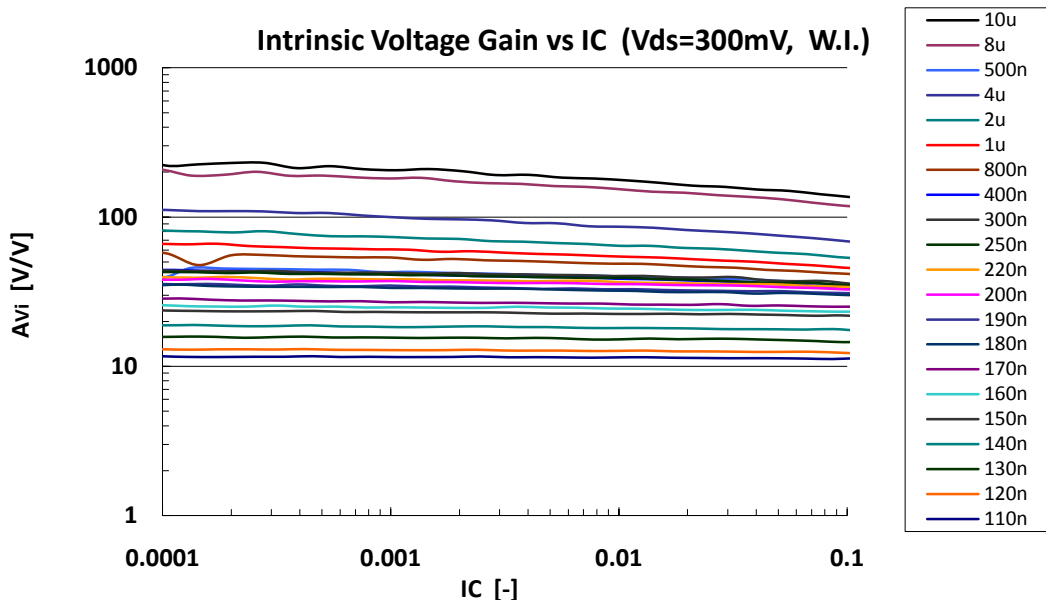
Παρατηρείται από τα γραφήματα η έντονη εξάρτηση του A_{Vi} από την κλιμάκωση(κυρίως), από το επίπεδο αντιστροφής και από την τάση V_{DS} . Οι εξαρτήσεις αυτές προέρχονται από τον ορισμό του (g_m/g_{ds}), ο οποίος το συνδέει με την συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων πύλης και σώματος. Πιο συγκεκριμένα, το A_{Vi} μειώνεται κατά μήκος του IC, ακολουθώντας την συμπεριφορά

της $g_m U_T / I_D$, και αυξάνεται με την αύξηση του μήκους καναλιού και την αύξηση της V_{DS} εξαιτίας της $g_{ds} U_T / I_D$.

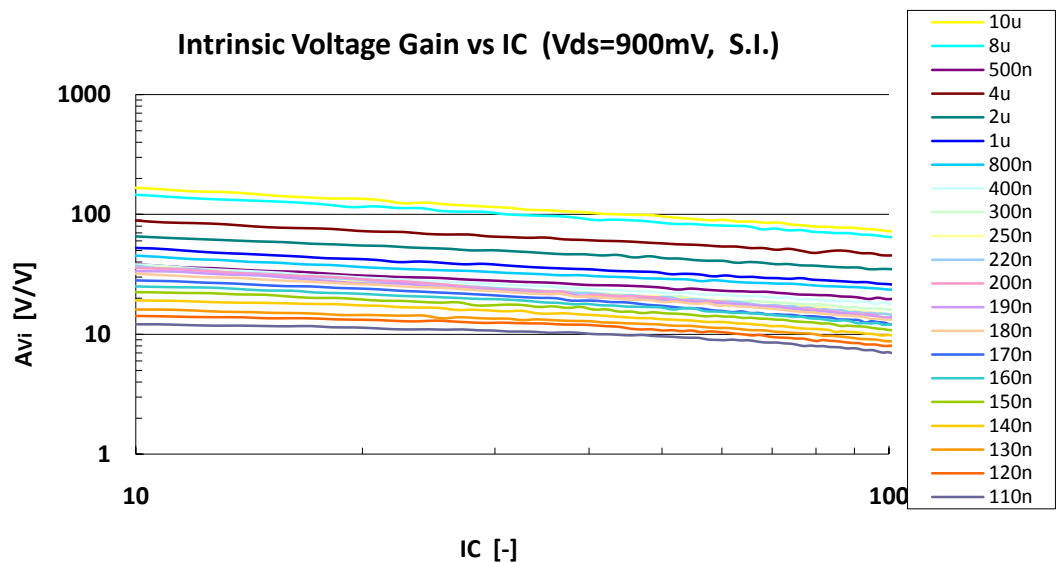
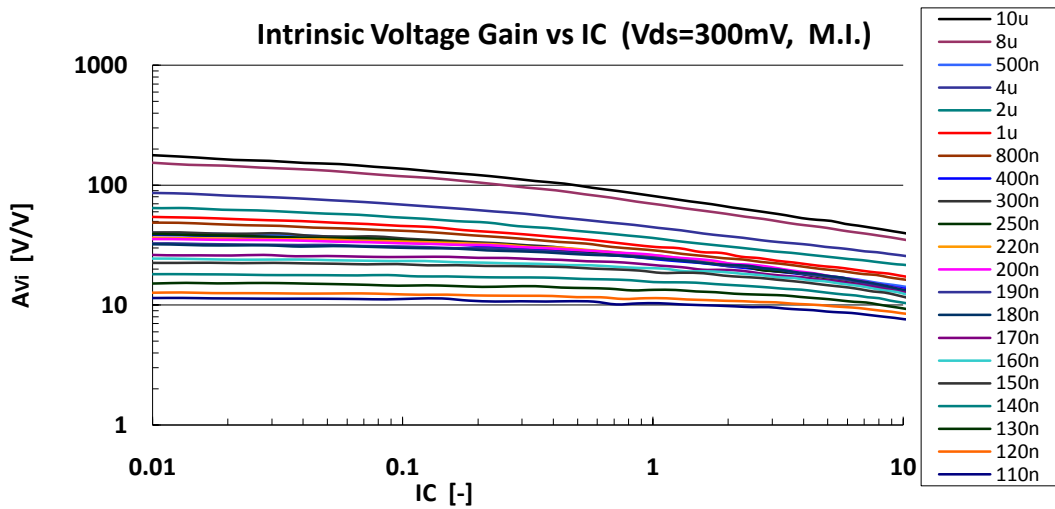
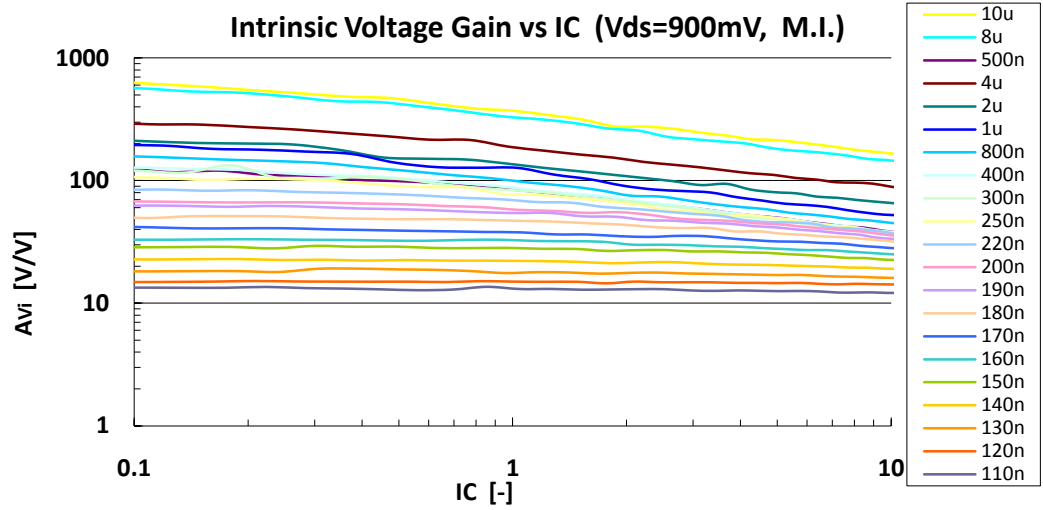
Ανάλογα εμφανίζονται και οι εξαρτήσεις από φαινόμενα ανώτερης τάξης. Τα φαινόμενα DIBL και STI προκαλούν μείωση στο A_{Vi} για μικρά μήκη καναλιού στην ασθενή αντιστροφή, όπως και τα φαινόμενα VFMR και κορεσμού ταχύτητας στην ισχυρή αναδεικνύοντας την μέτρια αντιστροφή ως ενδεδειγμένη περιοχή σχεδίασης για την επίτευξη υψηλού κέρδους. Στο Σχήμα 3.26 απεικονίζεται το A_{Vi} αναλυτικά για κάθε περιοχή αντιστροφής.

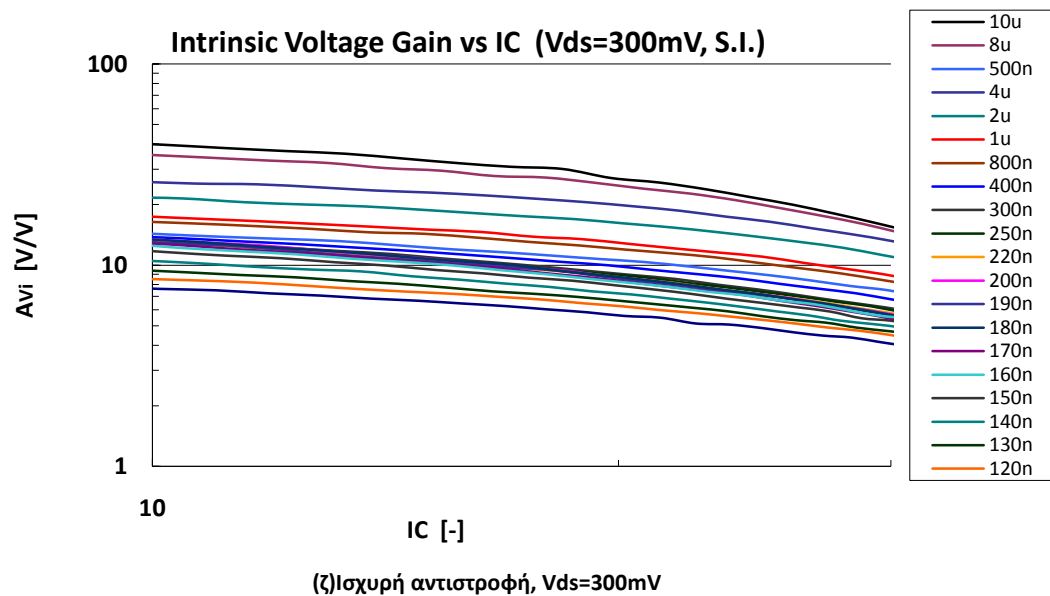


(α) Ασθενής αντιστροφή, $V_{ds}=900mV$



(β) Ασθενής αντιστροφή, $V_{ds}=300mV$





Σχήμα 3.26 Εσωτερικό κέρδος τάσης ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για διαφορετικές τάσεις V_{ds} σε ασθενή, μέτρια και ισχυρή αντιστροφή. Το γράφημα για pMOS είναι αντίστοιχο.

3.6. Σύγκριση με Θεωρητικό και EKV μοντέλο

Στην ενότητα αυτή γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων των μετρήσεων για τις διαγωγιμότητες, όπως παρουσιάστηκαν παραπάνω, με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που πραγματοποιήθηκε με το μοντέλο EKV3. Αξιολογείται επίσης το θεωρητικό μοντέλο βασισμένο στην συνάρτηση $G(IC)$ που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 2 και προτείνεται τροποποίησή του προς βελτίωση της επίδοσής του σε σχέση με τα δεδομένα μετρήσεων.

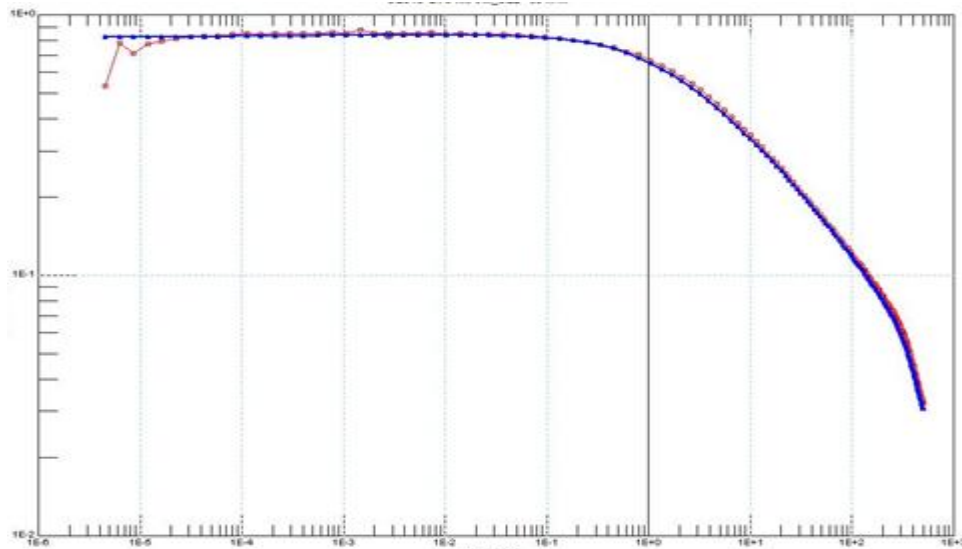
3.6.1. EKV3 μοντέλο

Το EKV3 μοντέλο αποτελεί ένα ιδιαίτερα χρήσιμο εργαλείο στον σχεδιασμό αναλογικών κυκλωμάτων. Αποτελεί τον ενδιάμεσο σταθμό ανάμεσα σε εμπειρικούς θεωρητικούς υπολογισμούς και στα πλέον σύνθετα εργαλεία προσομοίωσης, ως προς την ακρίβεια των αποτελεσμάτων και τον χρόνο προσομοίωσης. Αφενός είναι περισσότερο ακριβές από τα πρώτα, καθώς ενσωματώνει φαινόμενα ανώτερης τάξης με την κατάλληλη παραμετροποίηση, αφετέρου είναι πιο πρακτικό από τα δεύτερα, τα οποία αποδεικνύονται απαγορευτικά χρονοβόρα για χρήση στα αρχικά στάδια της σχεδίασης.

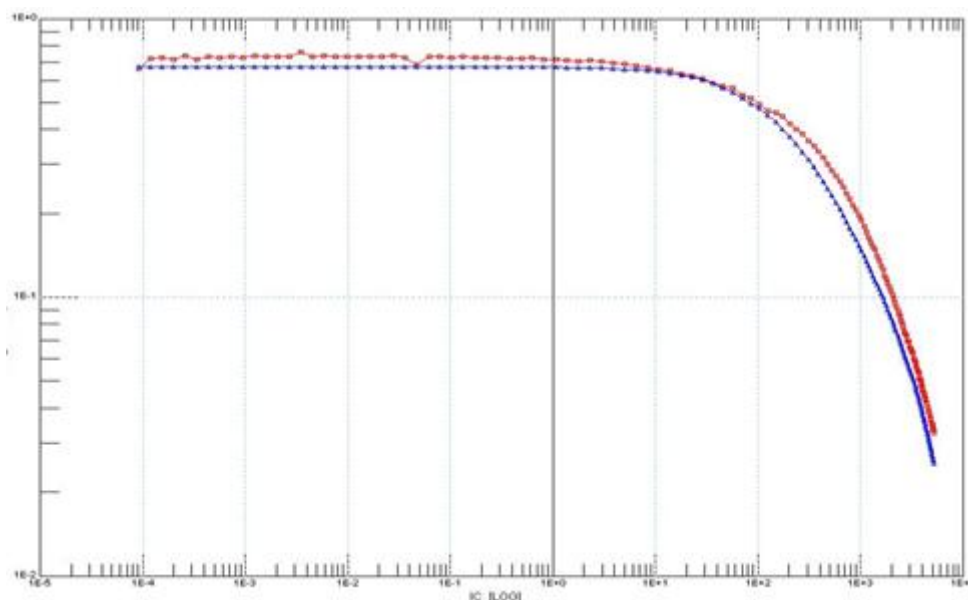
Επειδή η υπάρχουσα παραμετροποίηση για την τεχνολογία 110 nm ήταν ελλιπής (αφορούσε περιορισμένο αριθμό μηκών καναλιού και δεν προέβλεπε την διαγωγιμότητα σώματος), στα

πλαίσια της παρούσης διπλωματικής έγιναν βελτιώσεις για την επέκτασή της. Αν και η περαιτέρω παραμετροποίηση έγινε ως το σημείο τα αποτελέσματα να κρίνονται ικανοποιητικά, υπάρχει ακόμα περιθώριο για βελτίωση ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερη ακρίβεια.

Ξεκινώντας με την διαγωγιμότητα πύλης, στο Σχήμα 3.27 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με το EKV μοντέλο σε σχέση με τα δεδομένα μετρήσεων. Ενδεικτικά επιλέχθηκε ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους ($L=4\ \mu\text{m}$) και ένα μικρού μήκους ($L=110\ \text{nm}$).



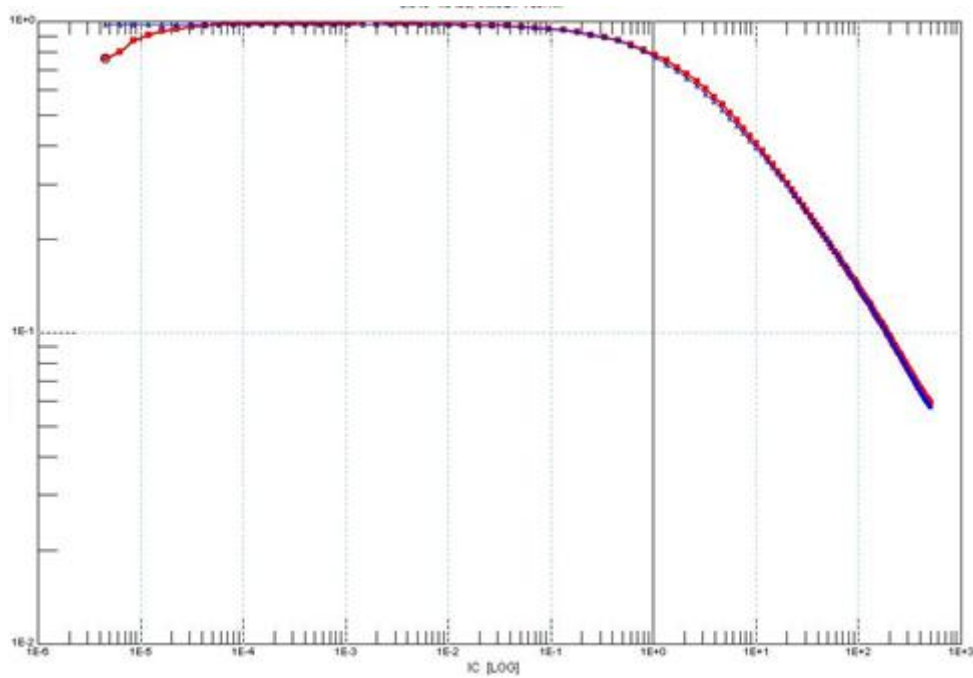
(α) $L=4\ \mu\text{m}$



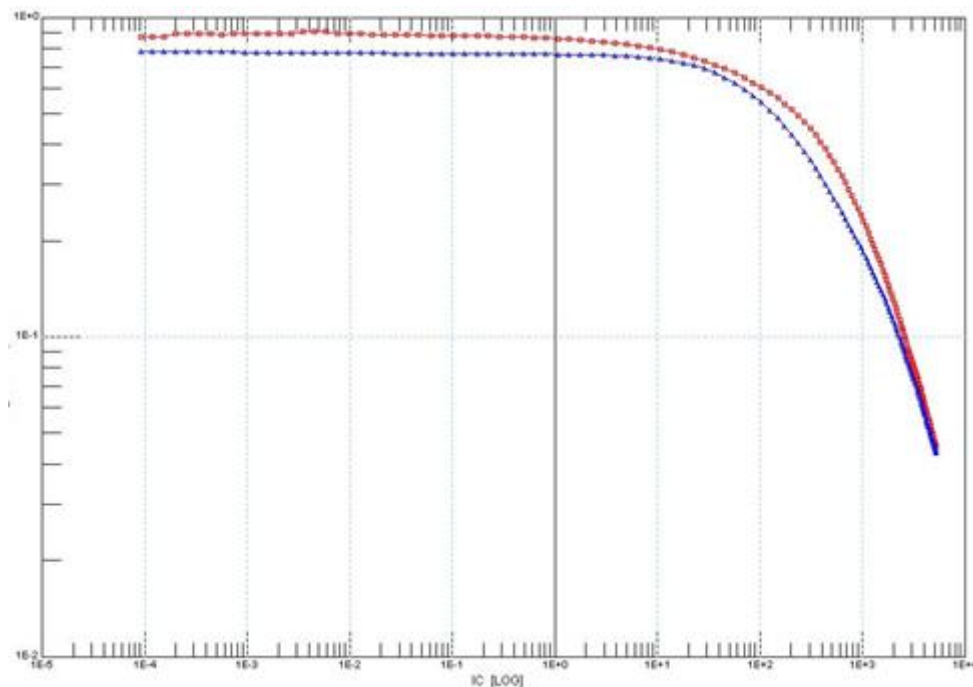
(β) $L=110\ \text{nm}$

Σχήμα 3.27 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πύλης με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) $L=4\ \mu\text{m}$ και (β) $L=110\ \text{nm}$.

Αντίστοιχα είναι τα αποτελέσματα για την διαγωγιμότητα πηγής $g_{ms}U_T/I_D$ και σώματος παρακάτω. Αν και τα φαινόμενα ανώτερης τάξης είναι εμφανή, η προσέγγιση κρίνεται ικανοποιητική.

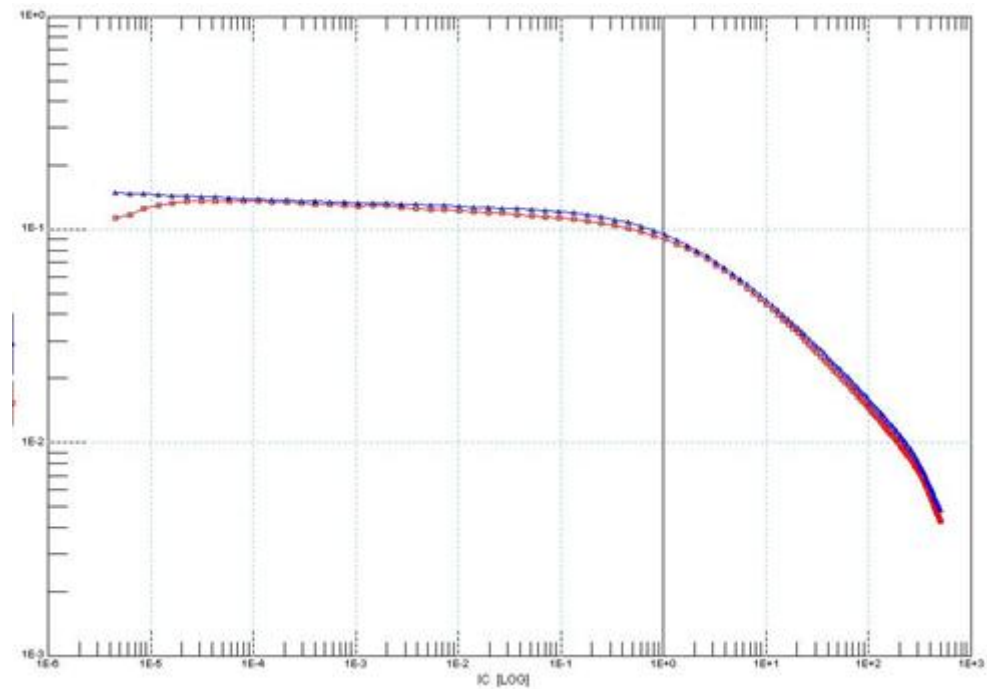


(α) $L=4\mu m$

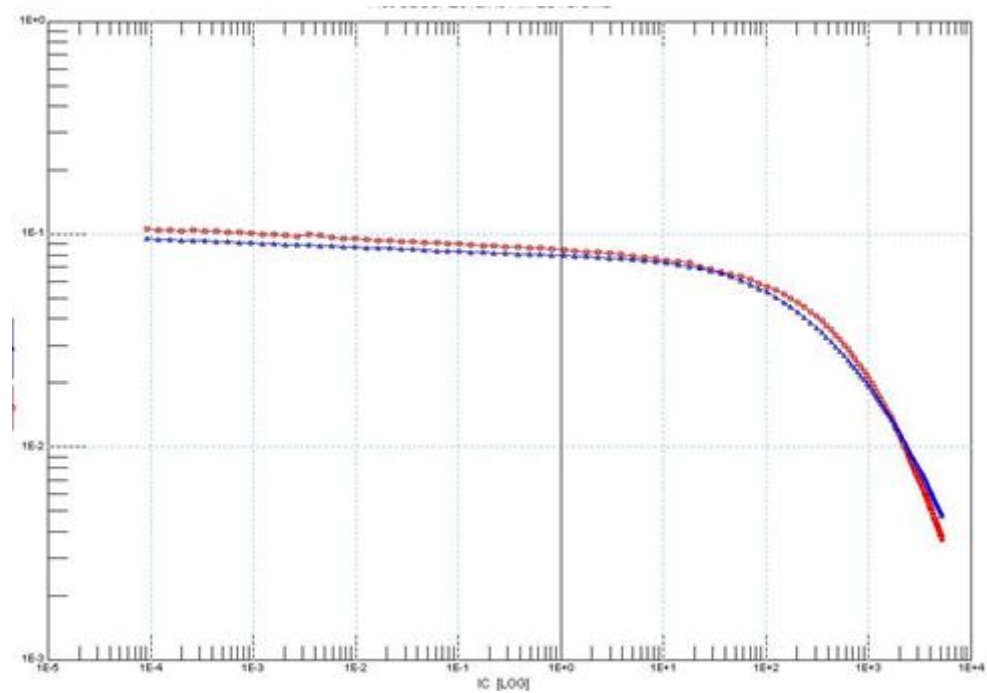


(β) $L=110nm$

Σχήμα 3.28 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πηγής με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής I_C σε nMOS για μήκος καναλιού (α) $L=4\mu m$ και (β) $L=110nm$.



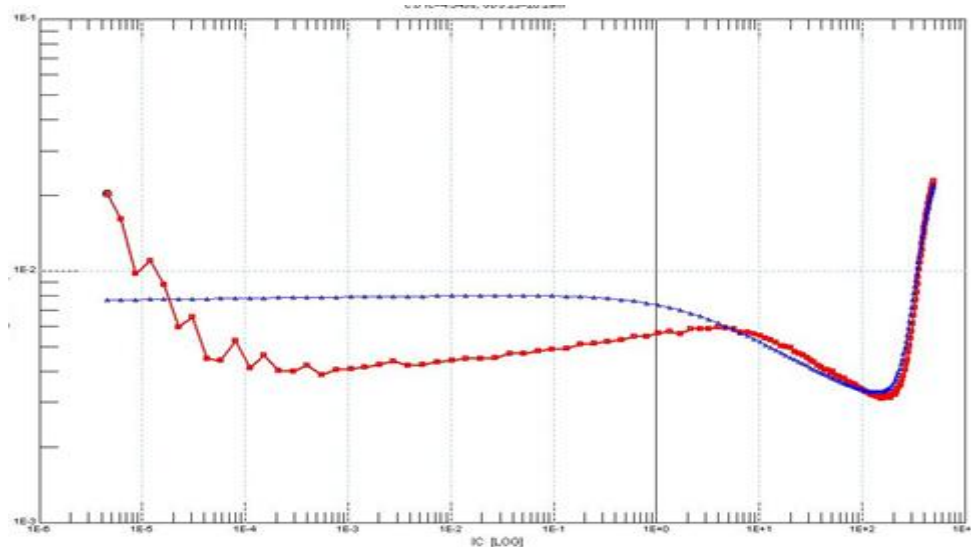
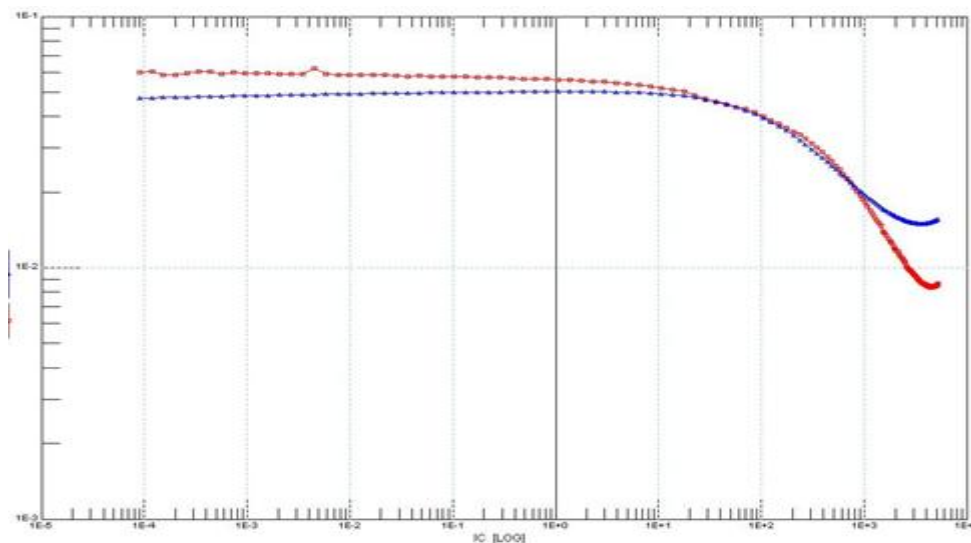
(α) $L=4\mu\text{m}$



(β) $L=110\text{nm}$

Σχήμα 3.29 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας σώματος με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) $L=4\mu\text{m}$ και (β) $L=110\text{nm}$.

Η αγωγιμότητα υποδοχής $g_{ds}U_T/I_D$ είναι η πιο απρόβλεπτη και δύσκολη να μοντελοποιηθεί αγωγιμότητα. Αν και περιθώρια για μεγαλύτερη σύγκλιση με το EKV3 υπάρχουν, η παρακάτω προσέγγιση για μήκος καναλιού $L=4\ \mu\text{m}$ (πάνω) και $L=110\ \text{nm}$ (κάτω), για τις ανάγκες της εργασίας κρίνεται ικανοποιητική.

(α) $L=4\ \mu\text{m}$ (β) $L=110\ \text{nm}$.

Σχήμα 3.30 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας υποδοχής-πηγής με το EKV3 μοντέλο, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε nMOS για μήκος καναλιού (α) $L=4\ \mu\text{m}$ και (β) $L=110\ \text{nm}$.

Το μοντέλο EKV3 αποτελεί ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο στα χέρια των σχεδιαστών. Αν και η παραμετροποίηση που εμφανίζεται στην παρούσα εργασία είναι μερική, το πλήθος των μετρήσεων που πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια της δίνει την δυνατότητα για την μελλοντική πλήρη και ακριβέστερη εξαγωγή παραμέτρων για το μοντέλο στην τεχνολογία $110\ \text{nm}$.

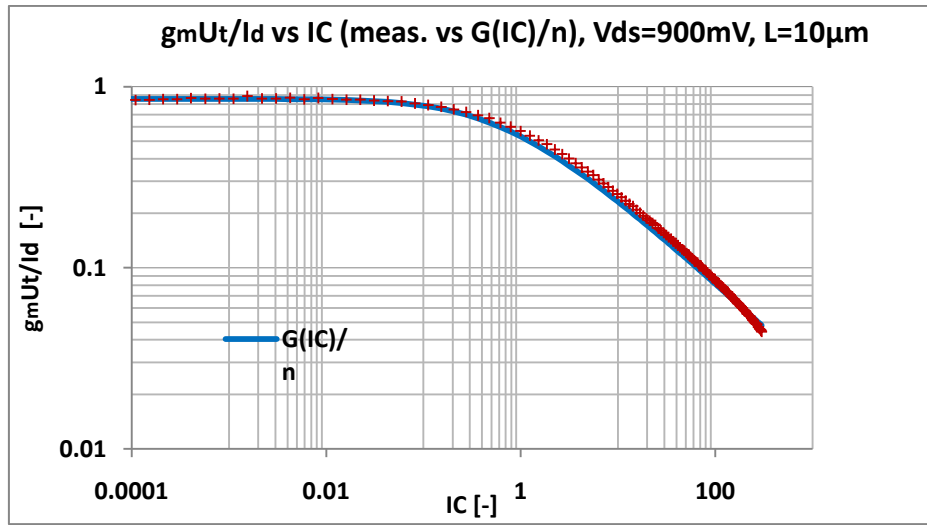
3.6.2. . Συνάρτηση $G(IC)$

Η $G(IC)$ αποτελεί μια γρήγορη και χρήσιμη προσέγγιση της συμπεριφοράς των διαγωγιμοτήτων ενός τρανζίστορ σε πρώτο βαθμό αλλά δεν ενσωματώνει φαινόμενα ανώτερης τάξης, όπως θα φανεί και στην συνέχεια.

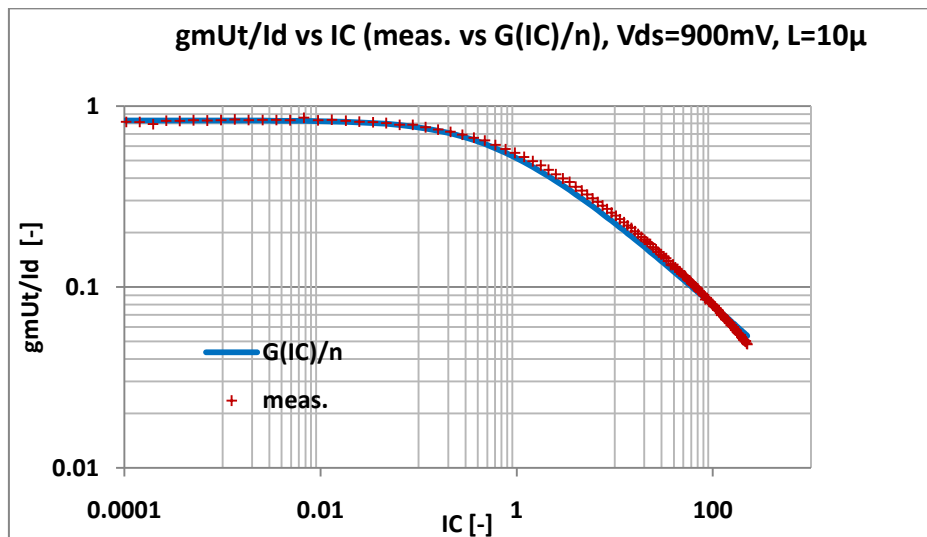
Στην ενότητα 3.1 η διαγωγιμότητα πύλης $G_g = g_{ms} U_T / I_d$ προσεγγίστηκε από την

$$G_g \cong \frac{G(IC)}{n}, \quad \text{όπου} \quad G(IC) = \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + IC}} \quad (3.20)$$

Στο Σχήμα 3.31 παρουσιάζεται η $G_g = g_m U_T / I_D$ σε σύγκριση με τις μετρήσεις για μήκος καναλιού $L=10 \mu\text{m}$ για nMOS και pMOS.



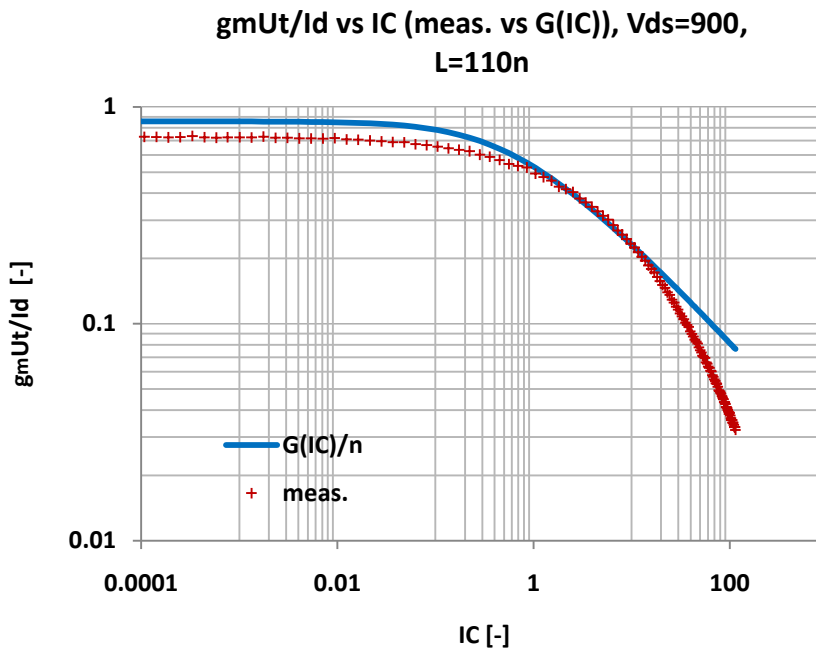
(α) nMOS



(β) pMOS

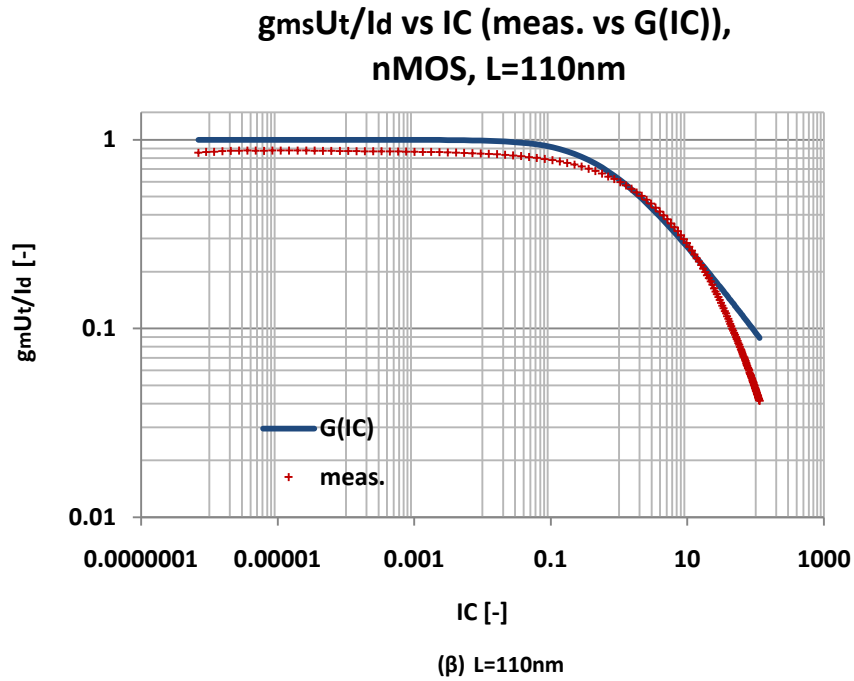
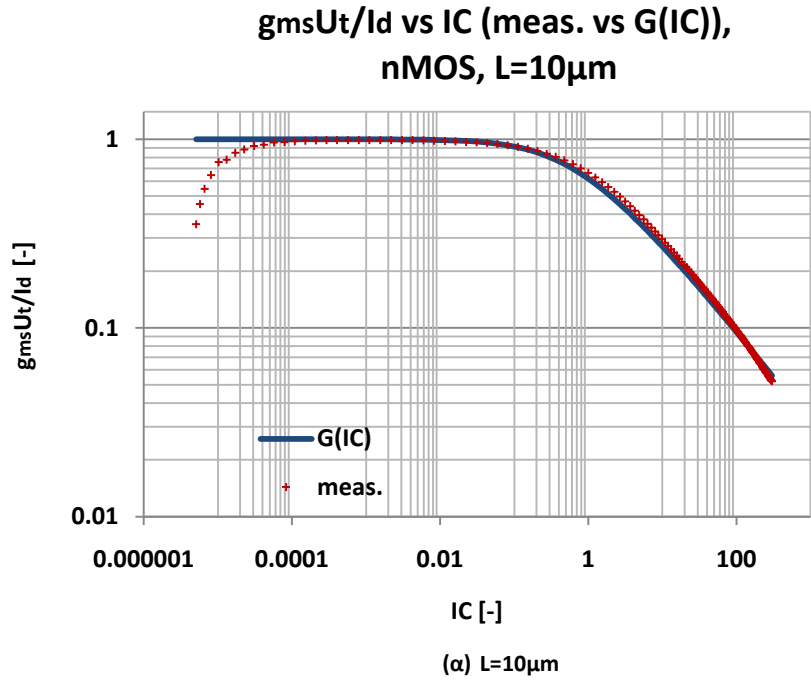
Σχήμα 3.31 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πύλης με την συνάρτηση $G(IC)/n$, σε nMOS και pMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=10\mu\text{m}$.

Από τα γραφήματα φαίνεται πως για μήκος L 10 μm η σύγκλιση είναι εξαιρετική, κάτι αναμενόμενο καθώς σε μεγάλα μήκη η ευαισθησία σε φαινόμενα ανώτερης τάξης είναι ελάχιστη. Η παρουσία τους γίνεται εμφανής για γεωμετρίες με μήκος καναλιού κάτω των 200 nm, με τη μικρότερη γεωμετρία φυσικά να υφίσταται την εντονότερη επίδραση. Στο Σχήμα 3.32 φαίνεται συγκεκριμένα πως κυρίως τα φαινόμενα STI και κορεσμού ταχύτητας προκαλούν μείωση στη διαγωγιμότητα πύλης για μήκος καναλιού $L=110\text{nm}$ στην ασθενή και ισχυρή αντιστροφή αντίστοιχα.

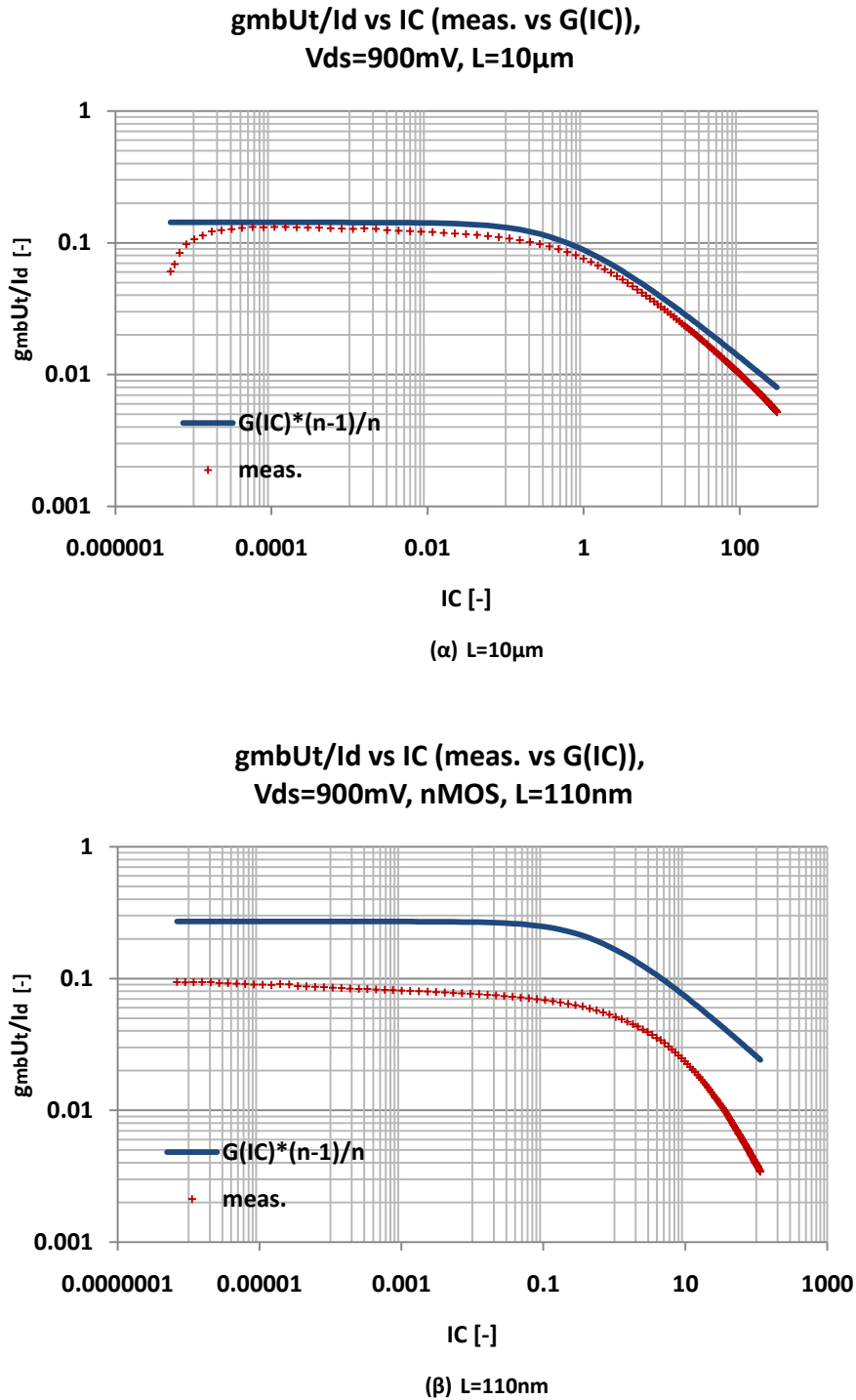


Σχήμα 3.32 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πύλης με την συνάρτηση $G(I_C)/n$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής I_C για μήκος καναλιού $L=110\text{nm}$. Τα φαινόμενα ανώτερης τάξης προκαλούν αποκλίσεις μεταξύ των μεγεθών. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

Ανάλογα είναι και τα αποτελέσματα για τις διαγωγιμότητες πηγής και σώματος. Συγκεκριμένα, η διαγωγιμότητα πηγής $G_s = g_{ms} U_T / I_D$, εκφραζόμενη ως $G_s = G(I_C)$ υφίσταται τα ίδια φαινόμενα με την διαγωγιμότητα πύλης $g_m U_T / I_D$ για μικρά μήκη καναλιού, με αποτέλεσμα την εσφαλμένη πρόβλεψή της. Στο ίδιο μήκος η διαγωγιμότητα σώματος $G_b = g_{mb} U_T / I_D$, εκφραζόμενη ως $G_b = \frac{n-1}{n} G(I_C)$, παρουσιάζει ακόμα χειρότερη συμπεριφορά εξαιτίας, συν τοις άλλοις, της μεγαλύτερης ευαισθησίας της σε φαινόμενα DIBL και την μεγαλύτερη επίδραση της εξάρτησης του συντελεστή κλίσης n από το I_C στην συμπεριφορά της. Τα Σχήματα 3.33 και 3.34 αποτυπώνουν διαφωτιστικά τα παραπάνω.



Σχήμα 3.33 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πηγής με την συνάρτηση $G(I_C)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής I_C για μήκος καναλιού $L=10\mu\text{m}$ και $L=110\text{nm}$. Τα φαινόμενα STI και κορεσμός ταχύτητας προκαλούν αποκλίσεις μεταξύ των μεγεθών σε μικρές γεωμετρίες σε ασθενή και ισχυρή αντιστροφή αντίστοιχα. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.



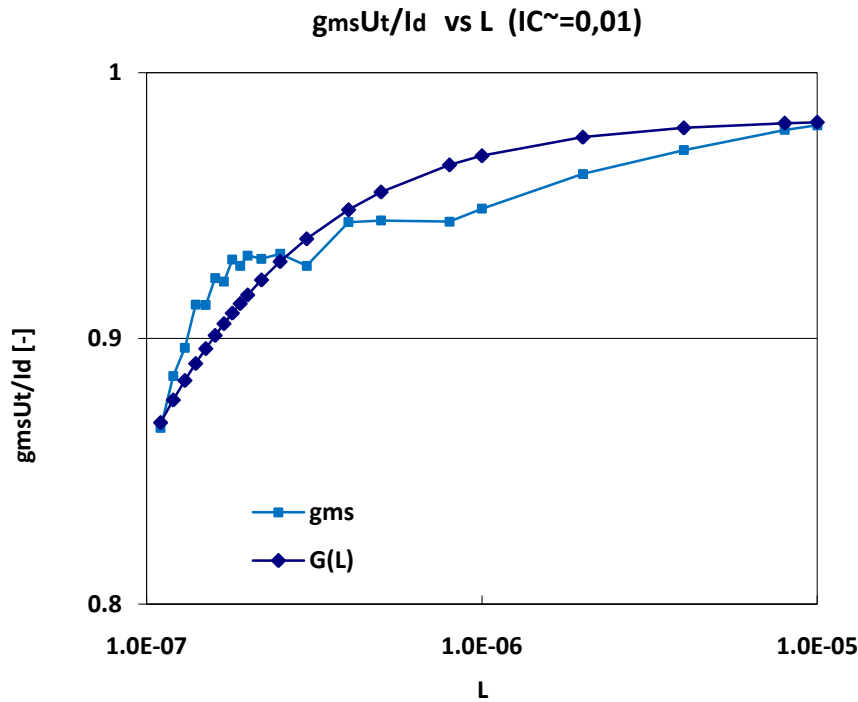
Σχήμα 3.34 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας σώματος με την συνάρτηση $G(IC)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$. Τα φαινόμενα ανώτερης τάξης προκαλούν μεγάλες αποκλίσεις μεταξύ των μεγεθών σε μικρές γεωμετρίες. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

Προς βελτίωση της επίδοσης του θεωρητικού αυτού μοντέλου προτείνεται προσαρμογή του, αξιοποιώντας τα δεδομένα μετρήσεων. Πολλαπλασιάζοντας την $G(IC)$ με μια συνάρτηση η οποία θα ανιχνεύει την συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων ως προς την κλιμάκωση, θα παρήγαγε

καλύτερα αποτελέσματα για όλα τα μήκη καναλιού. Ενδεικτικά στο Σχήμα 3.35 απεικονίζεται η διαγωγιμότητα πύλης ως προς το μήκος καναλιού L για $IC=0,1$. Η συμπεριφορά της δύναται να προσομοιωθεί με την συνάρτηση, έστω $G'(L)$, με:

$$G'(L) = \frac{y_0}{1 + \frac{x_0}{L}} \quad (3.21)$$

Για $y_0=0,9925$ και $x_0=1,45E-8$ παράγεται ικανοποιητική σύγκλιση, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.35 .

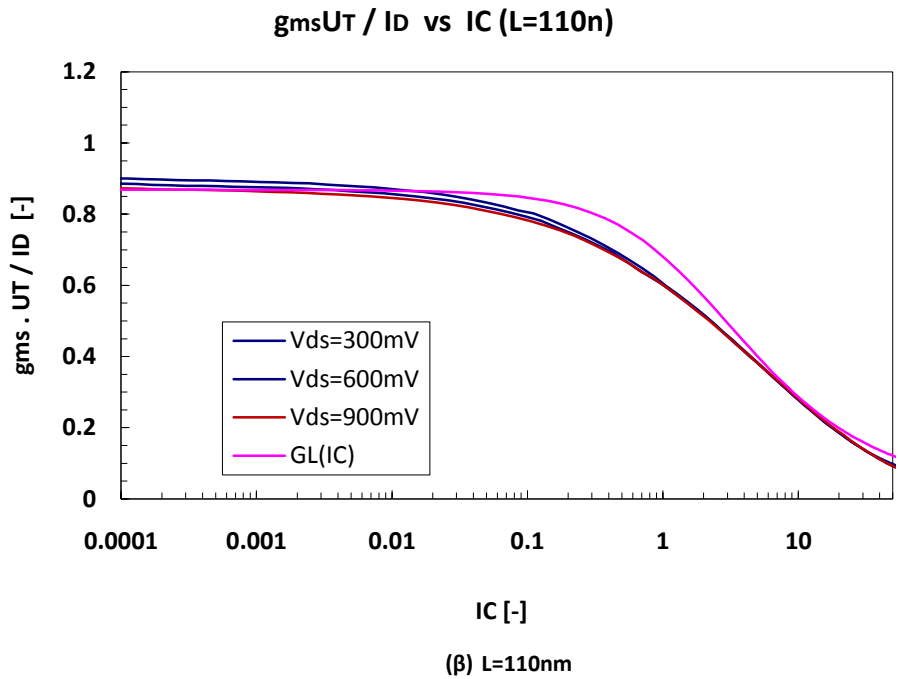
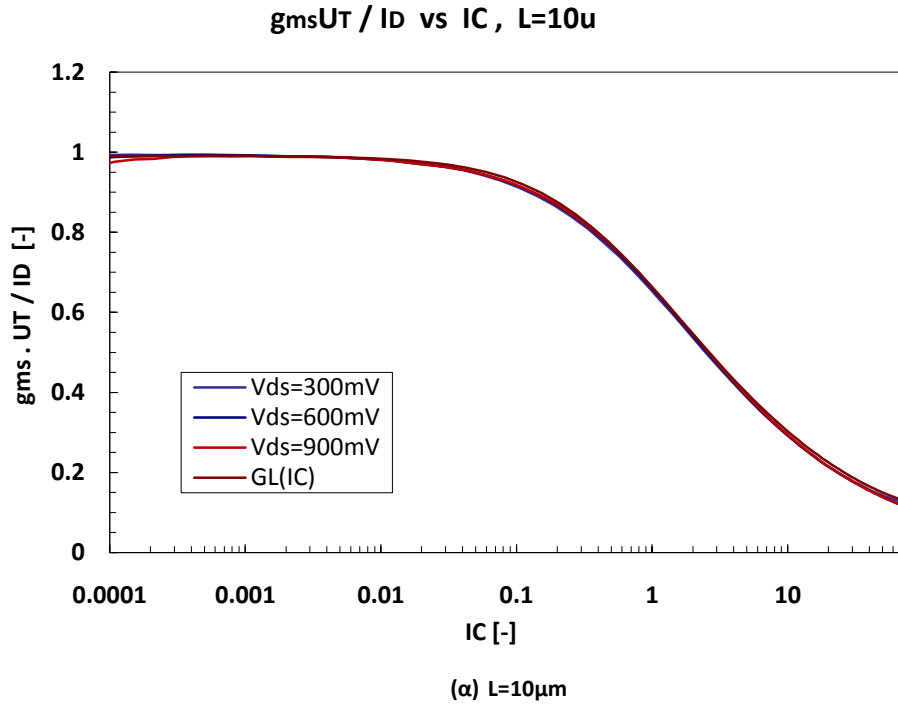


Σχήμα 3.35 Μοντελοποίησης της επίδρασης της κλιμάκωσης στην διαγωγιμότητα πηγής , μέσω της συνάρτησης $G(L)=0,9925/(1+(1,45E-8/L))$.

Συγκρίνοντας πλέον τα δεδομένα μετρήσεων με την συνάρτηση, έστω $G_L(IC)$, όπου :

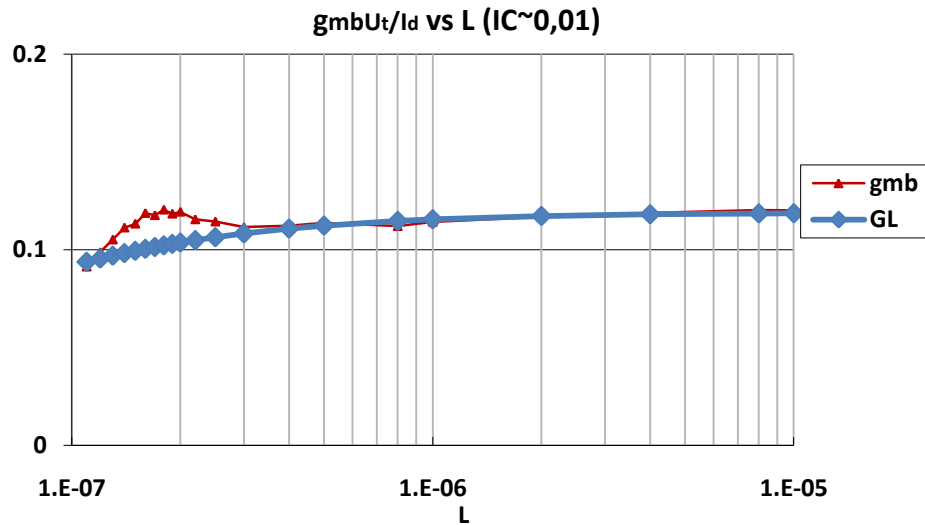
$$G_L(IC) = G'(L) \cdot G(IC) = \frac{0,9925}{1 + \frac{1,45E-8}{L}} \cdot G(IC) \quad (3.22)$$

λαμβάνονται τα αποτελέσματα του Σχήματος 3.36, τα οποία είναι σαφώς καλύτερα από τα προηγούμενα.



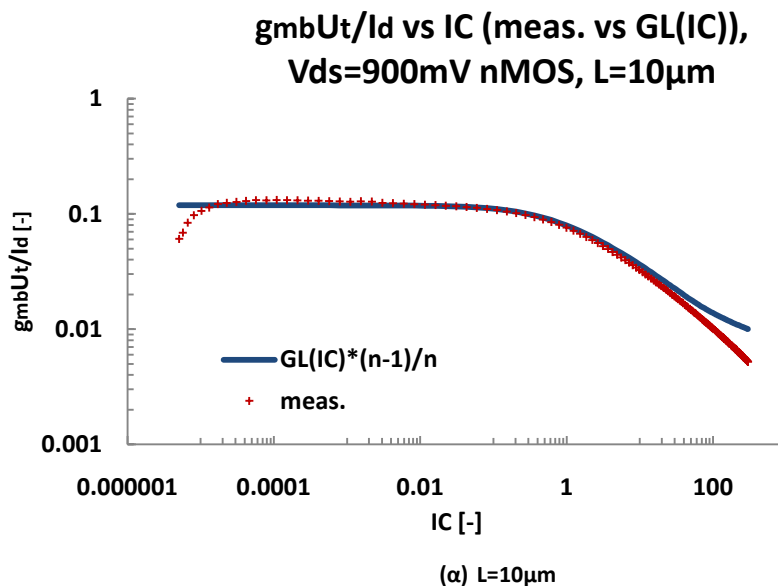
Σχήμα 3.36 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας πηγής με την συνάρτηση $GL(I_C)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής I_C για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$. Προσαρμόζοντας την γνωστή συνάρτηση για κάθε μήκος καναλιού L , επιτυγχάνεται ικανοποιητική σύγκλιση για όλες τις γεωμετρίες. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

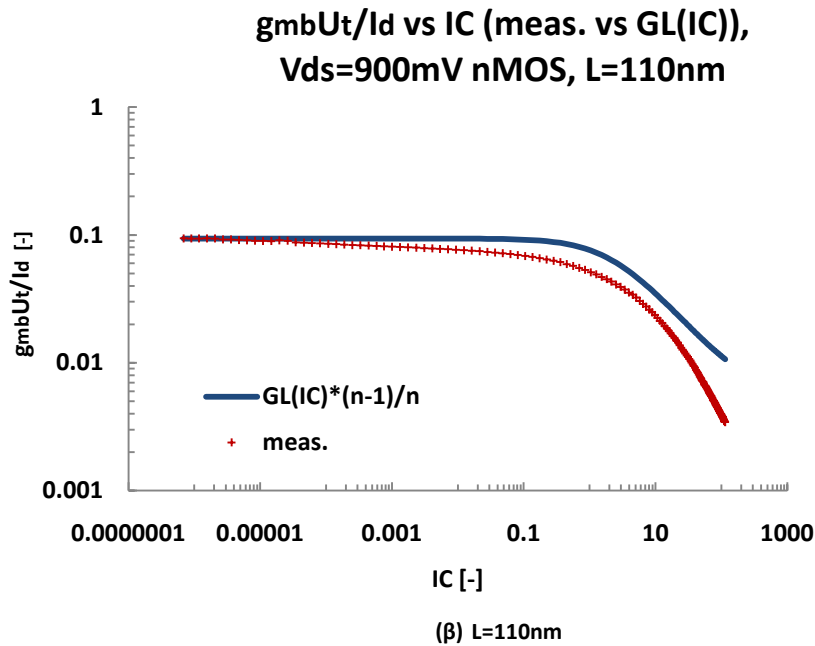
Λειτουργώντας ανάλογα για την διαγωγιμότητα σώματος, και αναζητώντας την κατάλληλη παραμετροποίηση της $G'(L)$, μοντελοποιήθηκε η συμπεριφορά της ως προς την κλιμάκωση στο βαθμό που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.37.



Σχήμα 3.37 Μοντελοποίησης της επίδρασης της κλιμάκωσης στην διαγωγιμότητα σώματος, μέσω της συνάρτησης $GG(L)=0,119/(1+(2,95E-8/L))$.

Βάσει της τροποποιημένης $G_L(IC)$ προέκυψαν τα σαφώς βελτιωμένα γραφήματα του Σχήματος 3.38 για την μοντελοποίηση της διαγωγιμότητας σώματος. Η διαφορά που εμφανίζεται για μήκος καναλιού $L=110$ nm, οφείλεται κυρίως στην εξάρτηση του συντελεστή κλίσης n από τον συντελεστή αντιστροφής IC (συγκεκριμένα μειώνεται όσο το IC αυξάνεται). Η εξάρτηση αυτή αποδεικνύεται ιδιαίτερα περίπλοκη να μοντελοποιηθεί, γεγονός που οδηγεί στην συνήθη τακτική της θεώρησης σταθερού συντελεστή κλίσης n κατά μήκος των περιοχών αντιστροφής[1].



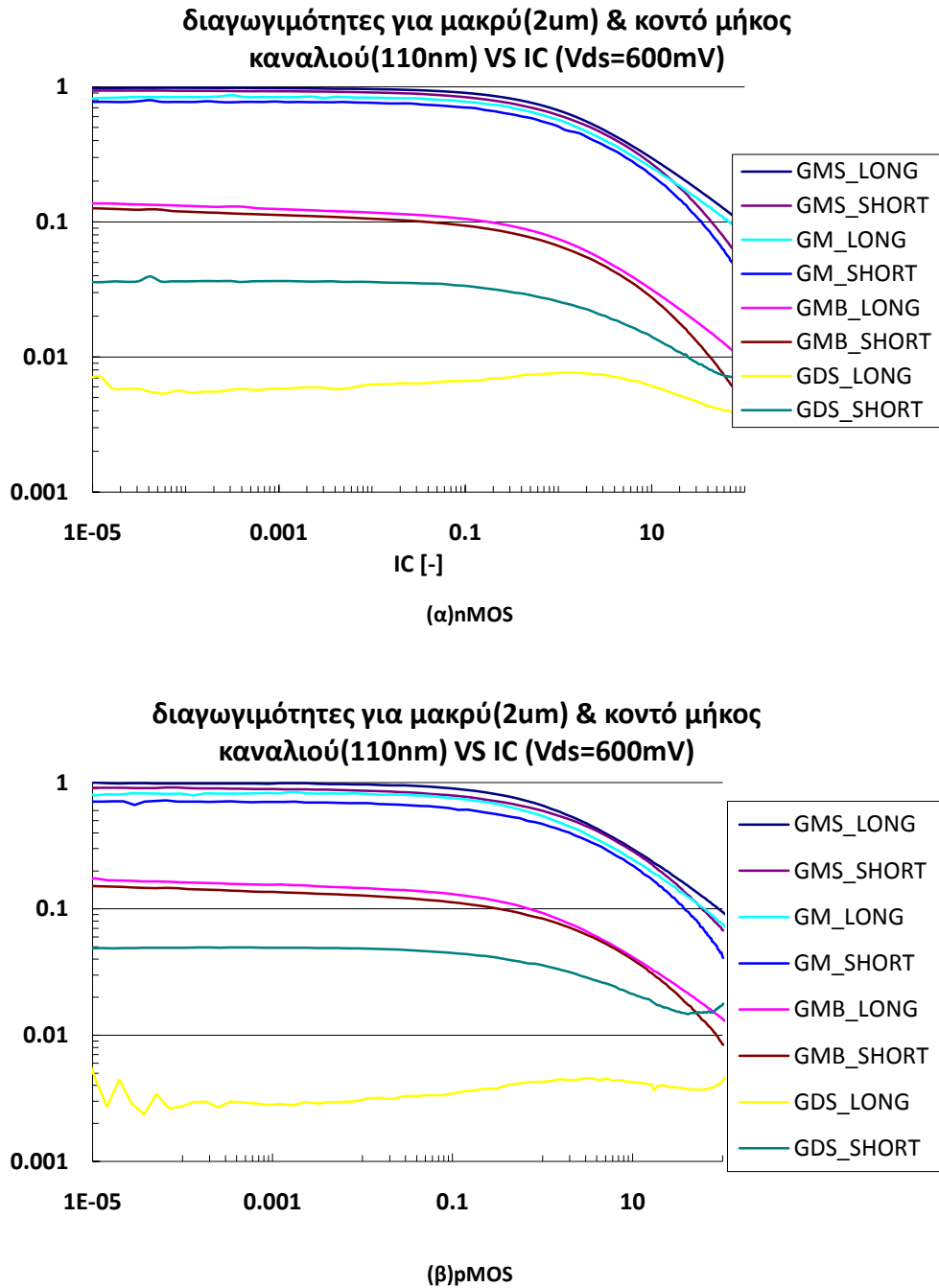


Σχήμα 3.38 Σύγκριση δεδομένων μετρήσεων διαγωγιμότητας σώματος με την συνάρτηση $GL(I_C)$, σε nMOS, ως προς το συντελεστή αντιστροφής I_C για μήκος καναλιού $L=10\mu m$ και $L=110nm$. Προσαρμόζοντας την γνωστή συνάρτηση για κάθε μήκος καναλιού L , επιτυγχάνεται ικανοποιητική σύγκλιση για όλες τις γεωμετρίες. Το γράφημα σε pMOS είναι αντίστοιχο.

Αξίζει να σημειωθεί ότι ανάλογη προσέγγιση για την προσομοίωση των διαγωγιμοτήτων ως προς την κλιμάκωση υιοθετεί και το μοντέλο EKV3, σε μεγαλύτερο, βέβαια, βαθμό περιπλοκότητας. Αν και λιγότερο σύνθετο, το παραπάνω μοντέλο μπορεί να αποδειχθεί ιδιαίτερα χρήσιμο λόγω της απλότητας και της ικανοποιητικής ακρίβειας που προσφέρει. Αποτελεί παράλληλα, ένα δείγμα των δυνατοτήτων των δεδομένων που προσφέρει η παρούσα εργασία στην μοντελοποίηση της συγκεκριμένης τεχνολογίας.

3.7. Σύνοψη

Έως το σημείο αυτό παρουσιάστηκαν και αναλύθηκαν οι διαγωγιμότητες ξεχωριστά. Αποδεικνύεται ιδιαίτερα χρήσιμη η ταυτόχρονη απεικόνιση όλων των διαγωγιμοτήτων σε ένα γράφημα για συγκεκριμένα μήκη καναλιού. Στο παρακάτω Σχήμα, απεικονίζονται οι διαγωγιμότητες για μεγάλο μήκος καναλιού ($L=110nm$) και μικρό ($L=110nm$) στο ίδιο γράφημα.



Σχήμα 3.39 Σύνολο των διαγωγιμοτήτων ως προς το συντελεστή αντιστροφής IC σε (α)nMOS και (β)pMOS για μεγάλο ($L=2\mu m$) και μικρό($L=110nm$) μήκος καναλιού.

Το παραπάνω γράφημα αποτελεί σύνοψη των όσων παρουσιάστηκαν στα πλαίσια της παρούσης εργασίας. Αποτυπώνει την συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων ως προς τον συντελεστή αντιστροφής IC και συνοψίζει την αρνητική επίδραση των φαινομένων ανώτερης τάξης λόγω της κλιμάκωσης στην εν λόγω τεχνολογία.

Στην ουσία, η παραπάνω εικόνα, αφενός επιβεβαιώνει τις περιοχές ασθενούς και μέτριας αντιστροφής ως περιοχές ενδιαφέροντος λόγω της υψηλής τιμής των g_{ms} , g_m , αφετέρου, λόγω της

μείωσης των τελευταίων και της αύξησης της g_{ds} σε μικρότερες γεωμετρίες, αποτυπώνει τις προκλήσεις της σύγχρονης σχεδίασης αναλογικών κυκλωμάτων, σε σχέση με την κλιμάκωση της τεχνολογίας.

4. Συμπεράσματα

Θέμα της παρούσης διπλωματικής εργασίας ήταν η διενέργεια μετρήσεων των διαγωγιμοτήτων στην τεχνολογία CMOS 110 nm και η παρουσίασή τους. Οι μετρήσεις αφορούσαν πλήθος γεωμετριών και πολώσεων, προσφέροντας ακριβή εικόνα της συμπεριφοράς τους ως προς την κλιμάκωση και την πόλωση, με παράλληλη ανάλυση των φαινομένων ανώτερης τάξης που επιδρούν σε αυτές.

Οι διαγωγιμότητες αποτελούν τις σημαντικότερες παραμέτρους μικρού σήματος[16]. Με την παρούσα εργασία τέθηκαν οι βάσεις για την ενδελεχή ανάλυση της τεχνολογίας CMOS 110 nm με την δυνατότητα προέκτασής της σε υψηλές συχνότητες. Σύγκριση με άλλες τεχνολογίες και γεωμετρίες, όπως και σε διαφορετικές θερμοκρασίες θα προσφέρει καλύτερη κατανόηση της συμπεριφοράς των MOSFET στην τεχνολογία των 110 nm αλλά και των υπομικρομετρικών τεχνολογιών γενικότερα.

Η σημαντικότερη συνεισφορά της παρούσης εργασίας όμως, έγκειται στην δυνατότητα αξιοποίησής της ως μέσου εξαγωγής νέων και επιβεβαίωσης υπαρχόντων θεωρητικών και προσομοίωσης μοντέλων. Αν και στα πλαίσια της παρούσης εργασίας επιχειρήθηκε μια πρωτογενής θεωρητική μοντελοποίηση και μερική παραμετροποίηση του εργαλείου EKV3, αναμένεται μελλοντικά η εύρεση ακριβέστερου θεωρητικού μοντέλου και η ολοκληρωτική εξαγωγή παραμέτρων για το EKV3, βάσει της εργασίας αυτής.

Συμπερασματικά, η παρούσα εργασία επιβεβαίωσε τους προβληματισμούς που υπάρχουν στην σύγχρονη σχεδίαση ως προς την επίδραση της κλιμάκωσης στις νέες τεχνολογίες, και έδωσε επιπλέον έναυσμα στην ανάλυση και την διερεύνησή τους.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] D. M. Binkley, Tradeoffs and Optimization in Analog Circuit Design, John Wiley & Sons, 2008.
- [2] M. Bucher, D. Kazazis, F. Krummenacher, D. Binkley, D. Foty, Y. Papananos, Analysis of Transconductance at All Levels of Inversion in Deep Submicron CMOS, Proc. IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2002), pp. 1183-1186, Dubrovnik, Croatia, Sept. 2002.
- [3] C.Enz, F.Krummenacher, E.Vittoz, "An analytical MOS Transistor Model Valid in All Regions of Operation and Dedicated to Low-Voltage and Low-Current Applications", Analog Int. Circ. Signal Proc. J., Vol. 8, pp. 83-114,1995.
- [4] Christian C. Enz, Yuhua Cheng, "MOS Transistor Modeling for RF IC Design", IEEE TRANSACTIONS ON SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 35, NO. 2, FEBRUARY 2000
- [5] E. Vittoz, "Micropower Techniques", in Design of MOS VLSI Circuits for Telecommunications, Ed.J.Franca, Y. Tsividis, Prentice-Hall, 1994
- [6] A. I. A. Cunha, M. C. Schneider, C. Galup-Montoro, "An MOS Transistor Model for Analog Circuit Design", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 33, No 10, October 1998.
- [7] EPFL-EKV MOSFET Model Version 2.6, <http://leg-www.epfl.ch/ekv>
- [8] M. Bucher, "Analytical Modelling of MOS Transistors for Analog Circuit Simulation", Ph. D. Thesis No 2114, EPFL, Lausanne, Switzerland, 1999.
- [9] Μπαζίγος Αντώνιος, «Μοντελοποίηση MOS Τρανζίστορ σε Υψηλές Συχνότητες», Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Διδακτορική Διατριβή 2003.
- [10] International Technology Roadmap For Semiconductors. <http://www.itrs.net/reports.html>
- [11] Anne-Johan Annema, Bram Nauta, Ronald van Langevelde,"Analog Circuits in Ultra_Deep-Submicron CMOS"vol.40, NO.1, January 2005.
- [12] Y. Taur, "CMOS design near the limit of scaling," *IBM J. Res. & Dev.*,vol. 46, no. 2/3, pp. 213–222, 2002.
- [13] A. J. Annema, B. Nauta, R. van Langevelde, and H. Tuinhout, "Designing outside rails constraints," in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.(ISSCC) Dig. Tech. Papers, 2004, pp. 134–135.
- [14] M. Bucher, A.Μπαζίγος, S.Yoshitomi, N. Itoh, "A Scalable Advanced RF IC Design-Oriented MOSFET Model",International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering DOI 10.1002/mmce
- [15] J.-M. Sallese, M. Bucher, F. Krummenacher, and P. Fazan, Inversion charge linearization in MOSFET modeling and rigorous derivation of the EKV compact model, Solid State Electron 47 (2003), 677–683.
- [16] C. C. Enz and E. A. Vittoz , "Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design", 2006 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 0-470-85541-X