



Πολυτεχνείο Κρήτης

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

**Microwave Modelling
and Parameter Extraction of MOSFETs**
Μεταπτυχιακή Εργασία

Μαρία-Άννα Χαλκιαδάκη

Χανιά, Φεβρουάριος 2011



Πολυτεχνείο Κρήτης

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

Microwave Modelling and Parameter Extraction of MOSFETs

Μεταπτυχιακή Εργασία

Μαρία-Άννα Χαλκιαδάκη

Matthias Bucher, Επίκουρος Καθηγητής (Επιβλέπων)
Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης, Καθηγητής
Κωνσταντίνος Μπάλας, Αναπληρωτής Καθηγητής

Χανιά, Φεβρουάριος 2011

Ευχαριστίες

Τα δύο τελευταία χρόνια, κατά τη διάρκεια των Μεταπτυχιακών σπουδών μου, σημαντική ήταν η συμβολή ορισμένων ανθρώπων, που χωρίς την βοήθεια τους, τίποτα δε θα ήταν το ίδιο.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω των επιβλέποντα Καθηγητή μου σε αυτή τη μεταπτυχιακή εργασία Matthias Bucher, για την ευκαιρία που μου έδωσε, σε συνέχεια της διπλωματική μου εργασίας, να ερευνήσω βαθύτερα τον κόσμο της μοντελοποίησης του MOSFET.

Εν, συνεχεία θα ήθελα να εκφράσω την ειλικρινή και αμέριστη ευγνωμοσύνη μου στον Δρ. Αντώνιο Μπαζίγο, ο οποίος συνέβαλλε καθοριστικά με τη συνεχή καθοδήγηση του. Να τον ευχαριστήσω επιπλέον για την χρήσιμες συμβουλές του στη συγγραφή της παρούσας μεταπτυχιακής εργασίας.

Τέλος, οφείλω να αναγνωρίσω την άψογη συνεργασία με τους συναδέλφους μου στην ομάδα μικροηλεκτρονικής, Άγγελο Αντωνόπουλο, Νίκο Μακρή, Νίκο Μαυρεδάκη και Θανάση Δημάκο, τα χρόνια αυτά.

Περίληψη

Ο τομέας της μικροηλεκτρονικής έχει γνωρίσει εκπληκτική ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια, χάρη στη δυνατότητα ολοκλήρωσης συστημάτων σε ένα μόνο τσιπ (System-On-Chip, SOC), με τις CMOS τεχνολογίες να κατέχουν ηγετικό ρόλο. Τα σύγχρονα SOCs συνδυάζουν ψηφιακά κυκλώματα (επεξεργαστές, μνήμες κοκ.) με αναλογικά/RF κυκλώματα (πομποδέκτες, αισθητήρες κοκ.), ενώ αποτελούνται από εκατομμύρια διατάξεις με το MOS τρανζίστορ να αποτελεί βασικό στοιχείο αυτών. Η απόδοση και η πικνότητα ενός CMOS τσιπ μπορεί να βελτιωθεί με την υποκλιμάκωση του MOS τρανζίστορ, που όπως φαίνεται από τα σημερινά δεδομένα και σύμφωνα με το νόμο του Moore, το 2015, αν όχι νωρίτερα, το μήκος της πύλης του MOS τρανζίστορ θα έχει συρρικνωθεί στα 15nm.

Η επιτυχής σχεδίαση τέτοιων πολύπλοκων κυκλωμάτων απαιτεί εκτεταμένες προσομοιώσεις όπου η ακριβής και αξιόπιστη περιγραφή της συμπεριφοράς του MOS τρανζίστορ είναι αναγκαία προϋπόθεση. Τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των MOS τρανζίστορ περιγράφονται από ένα σύνολο μαθηματικών εξισώσεων που συνιστούν το compact μοντέλο της διάταξης. Τα μοντέλα αποτελούν, κατά μία έννοια, τη διεπαφή ανάμεσα στη σχεδίαση και την κατασκευή κυκλωμάτων και χρησιμοποιούνται ευρέως από τους σχεδιαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων οι οποίοι βασίζονται στις προσομοιώσεις της σχεδίασης τους πριν το τελικό στάδιο της παραγωγής ενός κυκλώματος.

Ένα compact μοντέλο θα πρέπει να δύναται να περιγράψει τη συμπεριφορά του MOS τρανζίστορ με τέτοιο τρόπο ώστε να παραμένει υπολογιστικά αποδοτικό και αξιόπιστο κατά την προσομοίωση των ολοένα και πολυπλοκότερων κυκλωμάτων, να προσαρμόζεται στις επερχόμενες νανομικρομετρικές τεχνολογίες, να καλύπτει όλα τα φαινόμενα που προκύπτουν από την υποκλιμάκωση του τρανζίστορ και τις διαφορετικές τεχνικές που χρησιμοποιούνται κατά την κατασκευή του ενώ ταυτόχρονα να διατηρεί την ακρίβεια και την απλότητα του.

Η συμπεριφορά των τρανζίστορ μιας συγκεκριμένης τεχνολογίας, προσεγγίζεται από τις παραμέτρους του compact μοντέλου, που σε συνδυασμό με τις μαθηματικές εξισώσεις επιδιώκουν την όσο το δυνατό ακριβέστερη περιγραφή των χαρακτηριστικών λειτουργίας τους. Καθοριστικό ρόλο λοιπόν, στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων διαδραματίζει η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων του μοντέλου, που καθίσταται τόσο σημαντική όσο και η ανάπτυξη του ίδιου του μοντέλου.

Η ολοένα και αυξανόμενη ενσωμάτωση των MOS τρανζίστορ σε υψηλής ταχύτητας

ασύρματες εφαρμογές, επιτάσσει ακριβή λειτουργία των MOS μοντέλων σε υψηλές - μικροκυματικές - συχνότητες, για πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων - μέχρι και μερικές δεκάδες GHz, ιδίως για τα αναλογικά/RF κυκλώματα. Στόχος της παρούσας μεταπτυχιακής εργασίας, είναι η παρουσίαση της διαδικασίας εξαγωγής των RF παραμέτρων του αναλυτικού compact MOS μοντέλου EKV3, ενός φυσικού μοντέλου που στηρίζεται στην υπολογισμό του αναστρέφοντος φορτίου κατά μήκος του καναλιού και ελαχιστοποιεί το αριθμό απαιτούμενων παραμέτρων για τη προσαρμογή του μοντέλου στα δεδομένα μίας τεχνολογίας. Η διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων του MOS τρανζίστορ βασίζεται στις αναλυτικές εξισώσεις των Y παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος μικρού σήματος, οι οποίες παρέχουν μία πλήρη εικόνα της λειτουργίας του τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες ενώ ταυτόχρονα επιτρέπουν την άμεση εξαγωγή όλων των RF παραμέτρων.

Τα αποτελέσματα από την επαλήθευση του μοντέλου, δηλαδή του συνδυασμού του compact μοντέλου EKV3 και της προτεινόμενης για την εξαγωγή των RF παραμέτρων μεθοδολογίας, δείχνουν πλήρη συνέπεια ανάμεσα στις μετρήσεις και τις προσομοιώσεις, αναδεικνύοντας τις ικανότητες του μοντέλου στην περιγραφή της λειτουργίας των τρανζίστορ των σύγχρονων CMOS τεχνολογιών, σε όλες τις περιοχές λειτουργίας, από την ασθενή στην ισχυρή αναστροφή, από τη γραμμική λειτουργία στον κορεσμό, για χαμηλές και υψηλές συχνότητες, για λειτουργία μικρού και μεγάλου σήματος, για μεγάλο εύρος γεωμετριών και θερμοκρασιών. Από την άλλη αποδείχθηκαν οι ικανότητες καθώς και τα πλεονεκτήματα μίας αναλυτικής μεθοδολογίας εξαγωγής RF παραμέτρων στο πλαίσιο της προσαρμογής του μοντέλου σε διάφορες CMOS τεχνολογίες.

Τελικό αποτέλεσμα όλης αυτής της διαδικασίας είναι η επέκταση της μεθοδολογίας εξαγωγής παραμέτρων του EKV3 μοντέλου έτσι ώστε να καλύπτεται πλέον και η περιοχή των υψηλών συχνοτήτων.

Περιεχόμενα

Περίληψη	1
Περιεχόμενα	3
Πίνακας Σχημάτων.....	7
Εισαγωγή	11
Κεφάλαιο 1^ο : Το MOS Τρανζίστορ	13
1.1 Το Τρανζίστορ ως διάταξη	13
1.2 Το MOS Τρανζίστορ	15
1.2.1 Καταστάσεις του MOS Τρανζίστορ	18
1.2.1.1 Κατάσταση Μηδενικού Φορτίου στον Ημιαγωγό.....	21
1.2.1.2 Συσσώρευση	21
1.2.1.3 Απογύμνωση.....	22
1.2.1.4 Αναστροφή.....	22
1.2.2 Τρόποι Λειτουργίας του MOS τρανζίστορ.....	24
1.2.2.1 Ασθενής Αναστροφή	25
1.2.2.2 Ασθενής Αναστροφή	26
1.2.2.3 Ισχυρή Αναστροφή.....	26
1.3 MOS Τρανζίστορ Υψηλών συχνοτήτων.....	27
1.4 CMOS Τεχνολογίες	29
1.5 Μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ.....	33
1.5.1 Τύποι MOSFET Μοντέλων.....	34
1.5.2 Compact Μοντέλα MOS Τρανζίστορ	35
1.6 Μοντελοποίηση σε Υψηλές Συχνότητες.....	37
1.6.1 Λειτουργία Μικρού Σήματος	38
1.6.2 Λειτουργία Μεγάλου Σήματος	40
Κεφάλαιο 2ο : Το EKV3 MOSFET Μοντέλο	43
2.1 Το Ιδανικό Μοντέλων Φορτίων	43
2.1.1 Μοντελοποίηση Δυναμικού Επιφανείας και Ανάστροφου Φορτίου	43
2.1.2 Μοντελοποίηση του ρεύματος υποδοχής	46
2.1.3 Μοντελοποίηση Διαγωγιμοτήτων	47
2.1.4 Μοντελοποίηση Εσωτερικών Φορτίων και Διαχωρητικοτήτων.....	47
2.1.5 Παράμετροι του Compact Μοντέλου	48
2.2 Φαινόμενα Ανώτερης Τάξης.....	50
2.2.1 Φαινόμενα σε Τρανζίστορ Μεγάλων Διαστάσεων	51

2.2.1.1 Εξάρτηση Κινητικότητας από το Κάθετο Ηλεκτρικό Πεδίο	51
2.2.1.2 Εξάντληση του Πολυκρυσταλλικού Πυριτίου της Πύλης.....	53
2.2.1.3 Κβαντικά Φαινόμενα.....	54
2.2.1.4 Φαινόμενα σε Διατάξεις με Ανομοιογενή Συγκέντρωση Υποστρώματος.....	55
2.2.2 Φαινόμενα σε Τρανζίστορ Κοντού Καναλιού	57
2.2.2.1 Κορεσμός Ταχύτητας	57
2.2.2.2 Διαμόρφωση Μήκους Καναλιού	59
2.2.2.3 Ανάστροφο Φαινόμενο Κοντού Καναλιού.....	61
2.2.2.4 Συνδιαμόρφωση Φορτίου στον Άξονα του Μήκους.....	62
2.2.2.5 Πτώση Φράγματος εξαιτίας της Τάσης στην Υποδοχή	63
2.2.2.6 Χωρητικότητες Επικάλυψης	65
2.2.2.7 Χωρητικότητες Θυσάνωσης.....	67
2.2.2.8 Σειριακή αντίσταση	69
2.2.3 Φαινόμενα σε Τρανζίστορ Στενού Καναλιού	70
2.2.3.1 Αντίστροφο Φαινόμενο Στενού Καναλιού.....	70
2.2.3.2 Συνδιαμόρφωση Φορτίου στον Άξονα του Πλάτους.....	71
2.2.3.3 Πλευρική Αγωγή	71
2.2.4 Θερμοκρασιακά Φαινόμενα.....	72
2.2.5 Άλλα Φαινόμενα Καναλιού	74
2.2.5.1 Πίεση Καναλιού λόγω STI Δομών Απομόνωσης	74
2.2.5.2 Ρεύμα Ιονισμού Πρόσπτωσης.....	75
2.2.5.3 Ρεύμα Πύλης.....	76
2.2.6 Θόρυβος	79
2.2.6.1 Θερμικός Θόρυβος	79
2.2.6.2 Θόρυβος Χαμηλών Συχνοτήτων ή 1/f Θόρυβος	80
2.2.6.3 Μη στατικός Θόρυβος	80
2.2.6.4 Θόρυβος Γένεσης-Ανασυνδυασμού	80
2.2.6.5 Θόρυβος Βολής.....	81
2.2.6.6 Θόρυβος Αντίστασης Πύλης	81
2.2.6.7 Θόρυβος Αντίστασης Υποστρώματος.....	81
2.3 Μοντελοποίηση σε Χαμηλές και Υψηλές Συχνότητες	82
2.3.1 Αντιστάσεις Πηγής και Υποδοχής	84
2.3.2 Αντίσταση Πύλης	85
2.3.3 Δίκτυο Αντιστάσεων Υποστρώματος	87
Κεφάλαιο 3ο : Εξαγωγή Παραμέτρων σε Υψηλές Συχνότητες.....	89
3.1 Εξαγωγή παραμέτρων σε Δυναμική και Στατική Λειτουργία	90

3.1.1 Διάταξη με Μεγάλο Μήκος και Πλάτος Καναλιού	91
3.1.1.1 Ανάλυση C_{GG} vs. V_G	91
3.1.1.2 Ανάλυση I_D vs. V_G	91
3.1.1.3 Ανάλυση I_D , vs. V_D	92
3.1.1.4 Ανάλυση I_G vs. V_G	92
3.1.2 Διάταξη με Μικρό Μήκος και Μεγάλο Πλάτος Καναλιού.....	92
3.1.2.1 Ανάλυση C_{GC} vs. V_{GB}	92
3.1.2.2 Ανάλυση I_D vs. V_G	93
3.1.2.3 Ανάλυση I_D vs. V_D	93
3.1.2.4 Ανάλυση I_G vs. V_G	94
3.1.2.5 Ανάλυση I_B vs. V_G	94
3.1.3 Διατάξεις με Διάφορα Μήκη και Μεγάλο Πλάτος Καναλιού	94
3.1.3.1 Ανάλυση I_D vs. V_G	95
3.1.4 Διάταξη με Μεγάλο Μήκος και Μικρό Πλάτος Καναλιού.....	95
3.1.4.1 Ανάλυση I_D vs. V_G	95
3.1.5 Διατάξεις με Μεγάλο Μήκος και Διάφορα Πλάτη Καναλιού	96
3.1.5.1 Ανάλυση I_D vs. V_G	96
3.1.6 Διατάξεις με Μικρό Μήκος και Πλάτος Καναλιού	96
3.1.6.1 Ανάλυση I_D vs. V_G	96
3.1.6.2 Ανάλυση I_D vs. V_D	96
3.1.7 Ανάλυση σε Διάφορες Θερμοκρασίες	97
3.1.7.1 Διάταξη με Μεγάλο Μήκους και Πλάτος Καναλιού.....	97
3.1.7.2 Διάταξη με Μικρό Μήκους και Μεγάλο Πλάτος Καναλιού.....	97
3.2 Ανάλυση Μικρού Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες.....	98
3.2.1 Εξαγωγή της Y_{11} Παραμέτρου	102
3.2.2 Εξαγωγή της Y_{12} Παραμέτρου	103
3.2.3 Εξαγωγή της Y_{21} Παραμέτρου	105
3.2.4 Εξαγωγή της Y_{22} Παραμέτρου	106
3.3 Μεθοδολογία Εξαγωγής RF Παραμέτρων.....	109
3.4 Εξάρτηση Εξωτερικών Στοιχείων από τις Συνθήκες Πόλωσης	117
3.5 Γεωμετρική Εξάρτηση Εξωτερικών Στοιχείων	121
Κεφάλαιο 4ο: Το Μοντέλο σε Σύγχρονες Τεχνολογίες	123
4.1 Εφαρμογή σε Τεχνολογία CMOS 180nm	123
4.1.1 Ανάλυση Στατικού Ρεύματος.....	123
4.1.2 Ανάλυση Μικρού Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες.....	125
4.1.3 Εκτίμηση Σφάλματος.....	127

4.2 Εφαρμογή σε Τεχνολογία CMOS 90nm.....	128
4.2.1 Ανάλυση Στατικού Ρεύματος.....	129
4.2.2 Ανάλυση Μικρού Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες.....	130
4.2.2.1 Χαρακτηριστικά Μεγέθη Σχεδίασης.....	133
4.2.3 Ανάλυση Μεγάλου Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες.....	136
4.2.3.1 Θεωρία των Load-pull Μετρήσεων	136
4.2.3.2 Διατάξεις Προσομοίωσης των Load-pull Μετρήσεων.....	136
4.2.3.3 Αποτελέσματα Load-pull Μετρήσεων.....	137
Κεφάλαιο 5 ^ο : Επίλογος.....	141
5.1 Μελλοντική Εργασία	143
Βιβλιογραφία	145

Πίνακας Σχημάτων

Σχήμα 1.1.1 Παραδείγματα διαφορετικών ειδών τρανζίστορ	15
Σχήμα 1.2.1 Σχηματική απεικόνιση μια απλοποιημένης διάταξης NMOS	16
Σχήμα 1.2.2 Κυκλωματική απεικόνιση των τρανζίστορ NMOS και PMOS	17
Σχήμα 1.2.3 Τα φορτία σε ένα NMOS τρανζίστορ στις καταστάσεις συσσώρευσης, μηδενικού φορτίου στον ημιαγωγό, απογύμνωσης και αναστροφής	18
Σχήμα 1.2.4 Ένα NMOS τρανζίστορ πολωμένο σε αναστροφή	23
Σχήμα 1.2.5 Χαρακτηριστικές καμπύλες ρεύματος-τάσης , I_D vs. V_{DS}	24
Σχήμα 1.2.6 Σχηματική απεικόνιση των τρόπων λειτουργίας ενός τρανζίστορ	27
Σχήμα 1.3.1 Φυσική σχεδίαση πολυδακτυλικών RF τρανζίστορ	28
Σχήμα 1.4.1 Απλοποιημένη διατομή CMOS τεχνολογίας	29
Σχήμα 1.4.2 Διαδικασία παραγωγής ενός CMOS wafer	32
Σχήμα 1.4.3 Τεχνικές απομόνωσης των διατάξεων στις CMOS τεχνολογίες	33
Σχήμα 1.6.1 Μοντέλα μικρού σήματος (α) quasi-static (β) non quasi-static	39
Σχήμα 1.6.2 NQS τεχνική του BSIM μοντέλου	41
Σχήμα 1.6.3 Απεικόνιση της τεχνικής του channel segmentation	42
Σχήμα 2.1.1 Τάση αποκοπής και παράγοντας κλίσης ως προς την τάση V_G στην πύλη ..	45
Σχήμα 2.1.2 Κανονικοποιημένη χωρητικότητα πύλης συναρτήσει των τάσεων	48
Σχήμα 2.1.3 Κανονικοποιημένη εμπρός και ανάστροφη συνιστώσα του ρεύματος	50
Σχήμα 2.2.1 Απεικόνιση της εξάρτησης της κινητικότητας στη ζώνη αναστροφής από τους τρεις μηχανισμούς σκέδασης	52
Σχήμα 2.2.2 Διατομή ενός NMOS τρανζίστορ όπου χρησιμοποιείται η τεχνική των pocket implants	55
Σχήμα 2.2.3 Σύγκριση του V_{TLin} - V_{TSat} ως προς L για δύο διατάξεις μεγάλου μήκους με και χωρίς pocket implants	56
Σχήμα 2.2.4 Ταχύτητα ολίσθησης v_d συναρτήσει του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου $E_{ }$ στο πολυκρυσταλλικό πυρίτιο για ηλεκτρόνια και οπές	57
Σχήμα 2.2.5 Καθορισμός του καναλιού και της περιοχής με κορεσμό ταχύτητας VSR	60
Σχήμα 2.2.6 Οι τάσεις κατωφλίου V_T και V'_{T} δύο τρανζίστορ μεγάλου και μικρού μήκους αντίστοιχα και η διαφορά τους ΔV_T ως συνάρτηση της τάσης V_{SB}	63
Σχήμα 2.2.7 Διαφοροποίηση της ενέργειας και του δυναμικού κατά μήκος του καναλιού στη διεπαφή ενός NMOS τρανζίστορ	64
Σχήμα 2.2.8 Χωρητικότητες επικάλυψης και θυσάνωσης μεταξύ της πύλης και των περιοχών πηγής/υποδοχής	66

Σχήμα 2.2.9 Απεικόνιση των διαφόρων χωρητικοτήτων εξαιτίας των περιοχών επικάλυψης Cov, Cif, Cof	67
Σχήμα 2.2.10 Μια πολυδακτυλική διάταξη με STI δομή απομόνωσης	75
Σχήμα 2.2.11 Περιγραφή του φαινομένου του ιονισμού σε ένα NMOS τρανζίστορ	76
Σχήμα 2.3.1 Απεικόνιση των μακρομοντέλων σε χαμηλές και υψηλές συχνότητες	83
Σχήμα 2.3.2 Απεικόνιση των διάφορων μερών από τα οποία αποτελούνται οι σειριακές αντιστάσεις R_s και R_d	85
Σχήμα 2.3.4 Απεικόνιση των διάφορων μερών από τα οποία αποτελείται η αντίσταση πύλης R_g	87
Σχήμα 3.1 Διάγραμμα ροής των Βημάτων που πρέπει να ακολουθηθούν κατά τη διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων σε CV και DC λειτουργία	90
Σχήμα 3.2.1 Ισοδύναμα κύκλωματα για χαμηλές και υψηλές συχνότητες	99
Σχήμα 3.2.2 Ισοδύναμα κύκλωματα για την εξαγωγή των Y-παραμέτρων	100
Σχήμα 3.2.3 Ισοδύναμα κύκλωματα για την εξαγωγή των παραμέτρων (α) Y_{11} και Y_{21} και(β) Y_{12} και Y_{22}	101
Σχήμα 3.3.1 Εξαγωγή της διαγωγιμότητα g_m και της αγωγιμότητας εξόδου g_{ds}	111
Σχήμα 3.3.2 Εξαγωγή της αντίστασης πύλης R_g	112
Σχήμα 3.3.3 Εξαγωγή των χωρητικοτήτων C_{GD} και C_{GS}	113
Σχήμα 3.3.4 Χωρητικότητα CDG ως προς Freq.....	114
Σχήμα 3.3.5 (α) Εξαγωγή της αντίστασης του υποστρώματος R_B και(β) R_B ως προς ω^2 . 115	
Σχήμα 3.3.6 Χωρητικότητα C_{JD} ως προς Freq	116
Σχήμα 3.3.7 $Re[Y_{sub}]$ ως προς Freq.....	116
Σχήμα 3.4.1 R_g ως προς V_{GS} και V_{DS}	117
Σχήμα 3.4.2 C_{GD} ως προς V_{GS} και V_{DS}	118
Σχήμα 3.4.3 C_{GS} ως προς V_{GS} και V_{DS}	119
Σχήμα 3.4.4 R_B ως προς V_{GS}	120
Σχήμα 3.4.5 C_{JD} ως προς V_{GS}	120
Σχήμα 3.5.1 Εξάρτηση Αντίστασης Πύλης - R_g από τον αριθμό δακτύλων N_F	121
Σχήμα 3.5.2 Εξάρτηση Χωρητικοτήτων - C_{GD} και C_{GS} από τον αριθμό δακτύλων N_F	122
Σχήμα 4.1.1 I_D vs. V_{GS} ανάλυση για Τεχνολογία CMOS 180nm	124
Σχήμα 4.1.2 I_D vs. V_{DS} για Τεχνολογία CMOS 180nm	125
Σχήμα 4.1.3 Y-παράμετροι ως προς τη συχνότητα, με $V_{GS} = 1.2$ V, $V_{DS} = 1.0$ V, $V_{SB} = 0$ V για Τεχνολογία CMOS 180nm	126
Σχήμα 4.1.4 Y-παράμετροι ως προς τη συχνότητα για Τεχνολογία CMOS 180nm	127
Σχήμα 4.1.5 Σφάλμα πρόβλεψης Y-παραμέτρων ως προς την τάση V_{GS} για Τεχνολογία	

CMOS 180nm	128
Σχήμα 4.2.1 I_D vs. V_{GS} ανάλυση για Τεχνολογία CMOS 90nm.....	130
Σχήμα 4.2.2 I_D vs. V_{DS} για Τεχνολογία CMOS 90nm	130
Σχήμα 4.2.3 Y-παράμετροι ως προς τη συχνότητα, με $V_{GS} = 0.8$ V, $V_{DS} = 0.8$ V, $V_{SB} = 0$ V για Τεχνολογία CMOS 90nm	131
Σχήμα 4.2.4 Y-παράμετροι ως προς τη συχνότητα για Τεχνολογία CMOS 90nm	132
Σχήμα 4.2.5 Figures of Merit ως προς V_{GS} για Τεχνολογία CMOS 90nm	135
Σχήμα 4.2.6 Κύκλωμα προσομοίωσης load-pull μετρήσεων	137
Σχήμα 4.2.7 Γραφική επεξήγηση του γραφήματος Smith.	138
Σχήμα 4.2.8 Γράφημα Smith load-pull για Τεχνολογία CMOS 90nm	139
Σχήμα 4.2.9 Γράφημα ισχύος εξόδου και κέρδους ισχύος εξόδου ως προς την ισχύ εισόδου για Τεχνολογία CMOS 90nm	140
Σχήμα 4.2.10 $ S_{21} $ ως προς τη συχνότητα για Τεχνολογία CMOS 90nm	140

Εισαγωγή

Οι σύγχρονες ηλεκτρονικές εφαρμογές στηρίζονται σε μεγάλο βαθμό στα CMOS ολοκληρωμένα κυκλώματα, των οποίων η πολυπλοκότητα αυξάνεται ολοένα και περισσότερο. Η επιτυχής σχεδίαση τέτοιων πολύπλοκων κυκλωμάτων απαιτεί εκτεταμένες προσομοιώσεις, ενώ η ακριβής και αξιόπιστη περιγραφή της συμπεριφοράς του MOS τρανζίστορ είναι αναγκαία προϋπόθεση.

Ένα compact μοντέλο αποτελεί, κατά μία έννοια, τη διεπαφή ανάμεσα στη σχεδίαση και την κατασκευή κυκλωμάτων και περιγράφει τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του MOS τρανζίστορ μέσα από σύνολο μαθηματικών εξισώσεων, ενώ η συμπεριφορά των τρανζίστορ μιας συγκεκριμένης τεχνολογίας, προσεγγίζεται από τις παραμέτρους του μοντέλου. Καθοριστικό ρόλο, στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων διαδραματίζει η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων του μοντέλου, που καθίσταται τόσο σημαντική όσο και η ανάπτυξη του ίδιου του μοντέλου.

Ιδιαιτέρα σήμερα, όπου το MOS τρανζίστορ ενσωματώνεται σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων, σημαντικός είναι ο καθορισμός μια διαδικασίας που να περιγράφει με απλό τρόπο την εξαγωγή των RF παραμέτρων. Στην παρούσα μεταπτυχιακή εργασία παρουσιάζεται η διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων του αναλυτικού compact MOS μοντέλου EKV3 μέσω των Y παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος μικρού σήματος.

Στο Κεφάλαιο 1 γίνεται μια εισαγωγή στο τρανζίστορ ως διάταξη, με την σύντομη περιγραφή των διαφορετικών ειδών, εστιάζοντας κυρίως στο MOS τρανζίστορ. Εν συνεχείᾳ, παρουσιάζονται οι καταστάσεις συσσώρευσης, μηδενικού φορτίου, απογύμνωσης και αναστροφής στις οποίες μπορεί να επέλθει ένα MOS τρανζίστορ αλλά και οι περιοχές λειτουργίας του. Στο ίδιο κεφαλαίο, παρουσιάζονται οι διαφορετικοί τύποι MOS μοντέλων ενώ γίνεται αναφορά στις σύγχρονες CMOS τεχνολογίες και στον τρόπο κατασκευής των CMOS κυκλωμάτων. Καθώς το θέμα της εργασίας αυτής τοποθετείται στο πεδίο των υψηλών συχνοτήτων περιγράφεται η δομή ενός RF τρανζίστορ και γίνεται μία πρώτη ανάλυση για τη μοντελοποίηση του σε υψηλές συχνότητες για λειτουργία μικρού και μεγάλου σήματος.

Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται το MOS μοντέλο EKV3 που στηρίζεται στη θεωρία του αναστρέφοντος φορτίου κατά μήκος του καναλιού. Αρχικά περιγράφεται το ιδανικό μοντέλο φορτίων και στη συνέχεια η πλειοψηφία των φαινομένων ανώτερης τάξης, τα οποία παρουσιάζονται στις σύγχρονες CMOS τεχνολογίες και τα οποία περιλαμβάνονται στο μοντέλο για την ορθή πρόβλεψη των χαρακτηριστικών λειτουργίας του τρανζίστορ.

Τέλος, παρουσιάζεται ο τρόπος μοντελοποίησης του τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες μέσω ενός μακρομοντέλου που περιλαμβάνει τα εξωτερικά στοιχεία που επηρεάζουν τη συμπεριφορά του σε αυτές της συχνότητες, ενώ διαχωρίζεται από το μακρομοντέλο που χρησιμοποιείται για τη μοντελοποίηση σε χαμηλές συχνότητες.

Στο Κεφάλαιο 3 περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων του μοντέλου, η οποία ξεκινάει με το τέλος της διαδικασίας εξαγωγή των παραμέτρων σε δυναμική και στατική λειτουργία, στην οποία γίνεται μία σύντομη αναφορά. Εν συνεχείᾳ παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος που χρησιμοποιείται για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες και εξάγονται οι Υ-παράμετροι του. Πάνω στις Υ-παραμέτρους στηρίζεται και η μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων η οποία εφαρμόζεται σε τεχνολογία CMOS 180nm. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με την παρουσίαση των εξαρτήσεων των εξωτερικών στοιχείων του ισοδύναμου κυκλώματος από τις τάσεις πόλωσης.

Στο Κεφάλαιο 4 γίνεται επαλήθευση του μοντέλου και της προτεινόμενης μεθοδολογίας για δύο διαφορετικές CMOS τεχνολογίες (180nm κ΄90nm) για διάφορες συνθήκες πόλωσης, σε χαμηλές και υψηλές συχνότητες και για λειτουργία μικρού και μεγάλου σήματος. Στο τέλος του κεφαλαίου, το μοντέλο συγκρίνεται με μετρήσεις, για διάφορα μεγέθη που χρησιμοποιούνται κατά τη διάρκεια της σχεδίασης κυκλωμάτων.

Το Κεφάλαιο 5 αποτελεί τον επίλογο της συγκεκριμένης μεταπτυχιακής εργασίας και προτείνονται πεδία που έχουν ακόμα χώρο για περισσότερη έρευνα και μελέτη.

Κεφάλαιο 1^ο : Το MOS Τρανζίστορ

1.1 Το Τρανζίστορ ως διάταξη

Τα τρανζίστορ (transistor) είναι μικρές ηλεκτρονικές διατάξεις (devices) οι οποίες μπορούν να προκαλέσουν αλλαγές του ηλεκτρικού σήματος εξόδου με μικρές αλλαγές στο σήμα εισόδου. Τα τρανζίστορ είναι τα βασικότερα στοιχεία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και γενικότερα των σύγχρονων ηλεκτρονικών εφαρμογών, ενώ η διαφορά τους από τα παθητικά στοιχεία όπως είναι οι αντιστάσεις, οι πυκνωτές, τα πηνία, οι δίοδοι κ.ο.κ. είναι ότι το ρεύμα και η τάση στην έξοδο του τρανζίστορ καθορίζεται από την τάση ή το ρεύμα στον ακροδέκτη ελέγχου. Ένα τρανζίστορ αποτελείται από ένα στερεό στρώμα (layer) ημιαγωγού με τουλάχιστον τρεις ακροδέκτες (terminals) για τη σύνδεση του με το εξωτερικό κύκλωμα. Εφαρμόζοντας μία τάση (voltage) ή ένα ρεύμα (current) σε ένα ζεύγος ακροδεκτών του τρανζίστορ αλλάζει η ροή του ρεύματος ανάμεσα σε ένα άλλο ζεύγος ακροδεκτών. Επειδή η ελεγχόμενη ισχύς εξόδου μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερη της ισχύος εισόδου τα τρανζίστορ μπορούν να λειτουργήσουν σαν ενισχυτές. Σήμερα, κάποια τρανζίστορ χρησιμοποιούνται μεμονωμένα αλλά τα περισσότερα ενσωματώνονται σε ολοκληρωμένα κυκλώματα (Integrated Circuits-ICs). Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι τρανζίστορ-τα διπολικά τρανζίστορ (Bipolar Junction Transistor-BJT) και τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistor-FET), τα οποία λειτουργούν με διαφορετικό τρόπο.

Ένα BJT τρανζίστορ αποτελείται από τρεις διαφορετικά εμπλουτισμένες (doped) ημιαγώγιμες περιοχές. Την περιοχή του εκπομπού (Emitter-E), την περιοχή της βάσης (base-B) και την περιοχή του συλλέκτη (Collector-C). Αυτές οι περιοχές είναι τύπου p, τύπου n και τύπου p αντίστοιχα, για ένα PNP τρανζίστορ και τύπου n, τύπου p και τύπου n, για ένα NPN τρανζίστορ. Κάθε περιοχή συνδέεται σε έναν ακροδέκτη με την κατάλληλη ονομασία Emitter (E), Base (B) και Collector (C). Η βάση βρίσκεται ανάμεσα στον εκπομπό και το συλλέκτη και κατασκευάζεται από υλικό υψηλής αντίστασης, στο οποίο έχει γίνει ελαφρά διάχυση φορέων (lightly doped). Ο συλλέκτης περικλείει την περιοχή του εκπομπού καθιστώντας αδύνατο για τα ηλεκτρόνια που εισέρχονται στην περιοχή της βάσης να διαφύγουν χωρίς να συλλεχθούν. Ένα NPN τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί ως δύο δίοδοι οι οποίες μοιράζονται μία κοινή άνοδο. Στην τυπική λειτουργία η δίοδος βάσης-εκπομπού είναι ορθά πολωμένη ενώ η δίοδος βάσης-συλλέκτη ανάστροφα πολωμένη. Η κάθετη τομή του BJT τρανζίστορ υποδεικνύει ότι η δίοδος βάσης-συλλέκτη

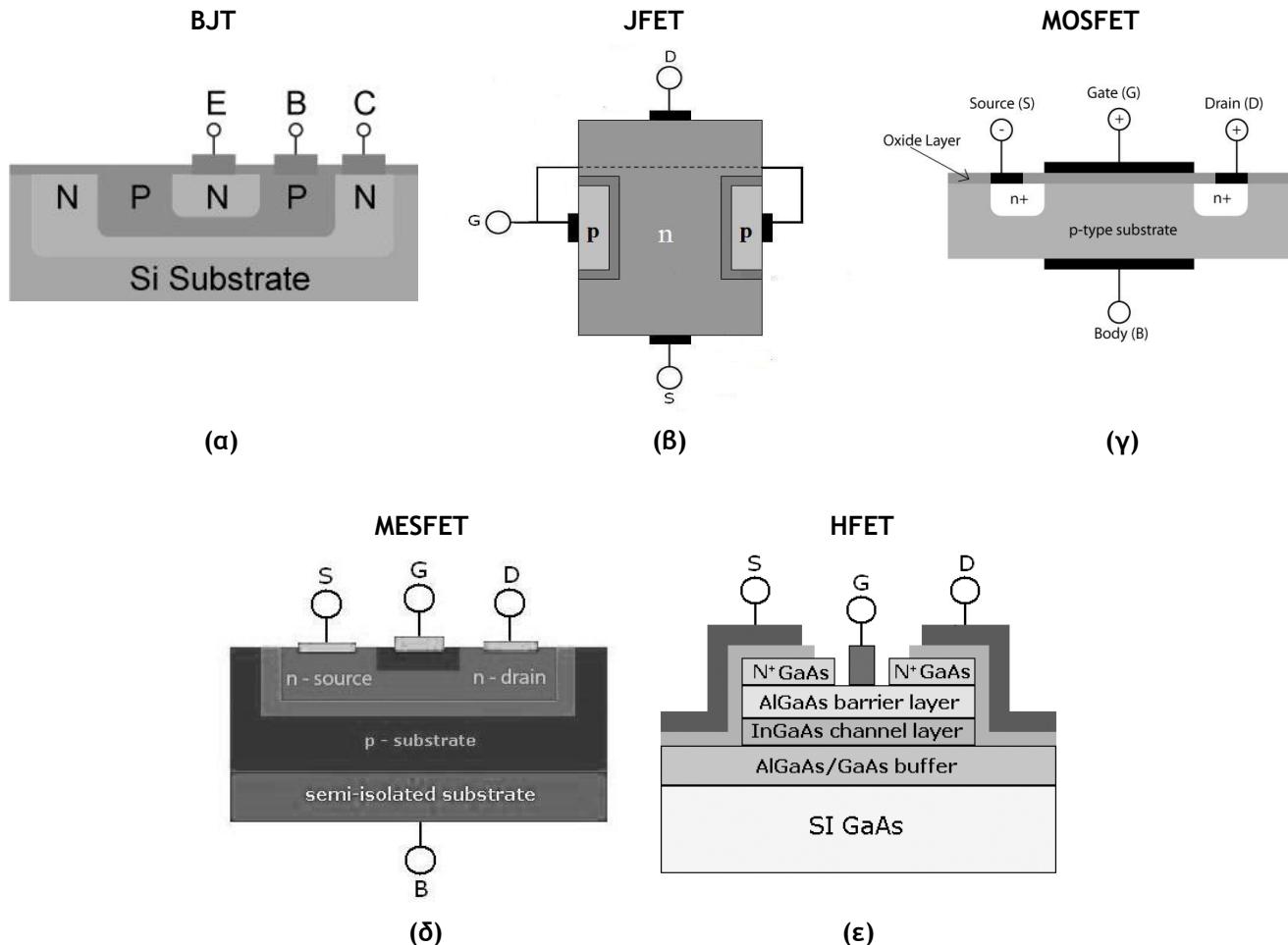
καταλαμβάνει πολύ μεγαλύτερη περιοχή από την δίοδο βάσης-εκπομπού (Σχήμα 1.1(α)).

Τα BJT τρανζίστορ ονομάζονται διπολικά (bipolar) γιατί η λειτουργία τους εμπλέκει και ηλεκτρόνια (electrons) και οπές (holes). Η ροή του ρεύματος σε ένα BJT βασίζεται στην αμφίδρομη διάχυση (diffusion) φορέων στις διόδους που σχηματίζονται ανάμεσα σε δύο περιοχές με διαφορετική συγκέντρωση φορέων. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας είναι αντίθετος από τα μονοπολικά (unipolar) τρανζίστορ όπως είναι τα FETs, στα οποία μόνο ένας τύπος φορέων (ηλεκτρόνια ή οπές) σχετίζονται εξαιτίας του φαινομένου της ολίσθησης (drift) με τη ροή του ρεύματος. Από κατασκευής το μεγαλύτερο μέρος του ρεύματος στο συλλέκτη είναι εξαιτίας της κίνησης των φορέων από τον υψηλής συγκέντρωσης φορέων εκπομπό προς στη βάση όπου και αποτελούν φορείς μειονότητας (minority carriers) οπότε και διαχέονται προς το συλλέκτη, γι' αυτό και τα BJT χαρακτηρίζονται και minority-carriers διατάξεις. Τα διπολικά τρανζίστορ σε αντίθεση με τα πιο κοινά από τις άλλες κατηγορίες τρανζίστορ δεν είναι συμμετρικές διατάξεις.

Η λειτουργία ενός FET τρανζίστορ βασίζεται στον έλεγχο ενός εσωτερικού ηλεκτρικού πεδίου με την εφαρμογή μιας εξωτερικής πόλωσης στον έναν από τους τρεις ακροδέκτες και συγκεκριμένα στην πύλη (Gate-G). Το πεδίο αυτό καθορίζει την αγωγιμότητα του ρεύματος στο κανάλι (channel) που δημιουργείται μεταξύ των δύο άλλων ακροδεκτών που ονομάζονται υποδοχή (Drain-D) και πηγή (Source-S). Σε αντίθεση με τα διπολικά τρανζίστορ (BJT) στα οποία ο έλεγχος του ρεύματος στην έξοδο γίνεται με το ρεύμα βάσης (λειτουργεί ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα), στα FETs ο έλεγχος γίνεται από το δυναμικό της πύλης (λειτουργεί ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση).

Στα FETs, ο τύπος των φορέων που κινούνται στο κανάλι (οπές ή ηλεκτρόνια) εξαρτάται από την πολικότητα των υλικών από τα οποία έχει κατασκευαστεί το τρανζίστορ-γι' αυτό και ονομάζονται μονοπολικά όπως προαναφέρθηκε. Κάθε τύπος μπορεί να κατασκευαστεί με κανάλι αγωγιμότητας ημιαγωγού τύπου n ή τύπου p, οπότε χαρακτηρίζεται αντίστοιχα σαν n-channel ή p-channel διάταξη. Βασιζόμενα στις παραπάνω αρχές, παραδείγματα FET τρανζίστορ αποτελούν τα JFETs (Junction FETs), τα FETs μονωμένης πύλης ή Μετάλλου-Οξειδίου-Ημιαγωγού (Metal-Oxide-Semiconductor FETs-MOSFETs), τα MESFETs (Metal-Semiconductor FETs), τα HFETs (Heterostructure FETs) και πολλά άλλα (Σχήμα 1.1(β), (γ), (δ), (ε)). Σε όλες τις περιπτώσεις η εμπέδηση (impedance) πύλης-καναλιού είναι πολύ μεγάλη υπό συνθήκες κανονικής λειτουργίας. Στις μέρες μας τα BJTs χρησιμοποιούνται σε λίγα ψηφιακά και γενικότερα στα αναλογικά κυκλώματα, τα JFETs έχουν συγκεκριμένες ψηφιακές εφαρμογές ενώ τα MOSFETs

χρησιμοποιούνται σε ποσοστό μεγαλύτερο του 90% στα ενσωματωμένα ψηφιακά κυκλώματα.

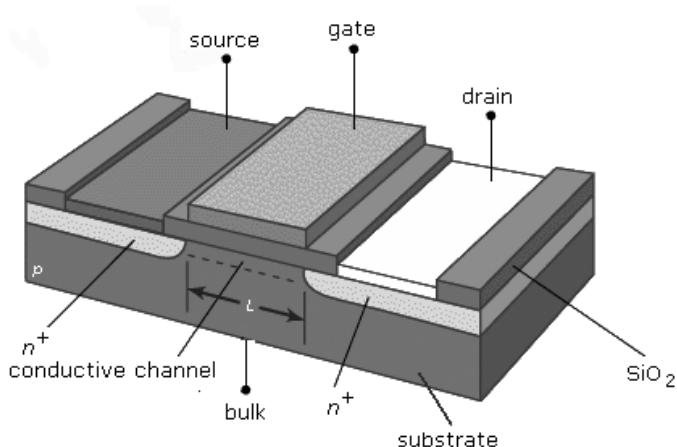


Σχήμα 1.1.1 Παραδείγματα διαφορετικών ειδών τρανζίστορ: (α) BJT, (β) JFET, (γ) MOSFET, (δ) MESFET, και (ε) HFET.

1.2 Το MOS Τρανζίστορ

Το σημαντικότερο από τα FET τρανζίστορ είναι το MOSFET. Μία απλοποιημένη μορφή ενός τρανζίστορ τύπου-η φαίνεται στο Σχήμα 1.2.1. Το τρανζίστορ αναπτύσσεται πάνω στο υπόστρωμα (body ή bulk) το οποίο είναι τύπου-ρ για NMOS (τύπου-η για PMOS) τα κυκλωματικά σύμβολα των οποίων φαίνονται στο Σχήμα 1.2.2. Οι συνήθεις συγκεντρώσεις εμπλουτισμού για το body είναι της τάξης των $10^{16} \sim 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Το κεντρικό μέρος της δομής καλύπτεται από ένα πολύ λεπτό στρώμα μονωτή, συνήθως από SiO₂ (ή silicon oxynitride-SON)-γι' αυτό και συχνά καλείται οξείδιο, το οποίο έχει πάχος μερικά νανόμετρα. Η διεπιφάνεια ανάμεσα στο οξείδιο και στο υπόστρωμα ονομάζεται

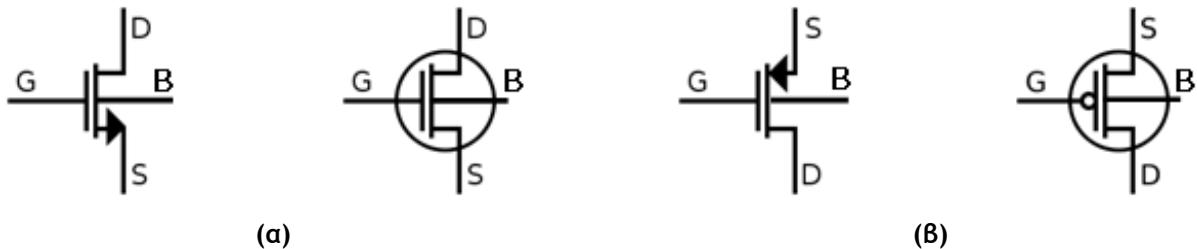
επιφάνεια (surface). Συνήθως το υλικό που επιλέγεται για το υπόστρωμα είναι πυρίτιο (silicon) αν και ήδη κάποιοι κατασκευαστές χρησιμοποιούν ένα συνδυασμό πυριτίου-γερμανίου (silicon and germanium-SiGe) για το κανάλι. Επιπλέον, παρόλο που υπάρχουν ημιαγωγοί με καλύτερη ηλεκτρική συμπεριφορά όπως ο ημιαγωγός γάλλιου-αρσενικού (gallium-arsenide) εντούτοις δεν σχηματίζουν καλή διεπαφή ανάμεσα στον ημιαγωγό και τον μονωτή οπότε και δεν είναι κατάλληλα για την κατασκευή MOSFET τρανζίστορ. Προκειμένου να μειωθεί η κατανάλωση ισχύος εξαιτίας του ρεύματος διαρροής στην πύλη, υλικά με μεγάλη διηλεκτρική σταθερά (high-k dielectrics) αντικαθιστούν το διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2) του μονωτή κάτω από την πύλη. Σε κάποιες υπομικρομετρικές τεχνολογίες όπως 45nm έχει ήδη εμφανιστεί ο συνδυασμός high-k dielectric μονωτή και μεταλλικής πύλης.



Σχήμα 1.2.1 Σχηματική απεικόνιση μια απλοποιημένης διάταξης NMOS.

Πάνω από το οξείδιο σχηματίζεται ένα ηλεκτρόδιο χαμηλής αντίστασης που λέγεται πύλη. Οι περισσότερες τεχνολογίες χρησιμοποιούν για την πύλη πολυκρυσταλλικό πυρίτιο (polysilicon ή poly), δηλαδή πυρίτιο το οποίο όμως δεν είναι ένας μοναδικός κρύσταλλος αλλά αποτελείται από πολλές περιοχές στο εσωτερικό των οποίων υπάρχει η κανονική δομή των ατόμων η οποία όμως διαφοροποιείται στα σύνορα γειτονικών περιοχών. Το πολυκρυσταλλικό πυρίτιο είναι υλικό με έντονο εμπλουτισμό (heavily doped) τύπου-p ή τύπου-n (π.χ. 10^{20} cm^{-3}). Στη συνέχεια σχηματίζονται οι περιοχές της πηγής και της υποδοχής, με εμφύτευση ατόμων στο υπόστρωμα δίπλα από την περιοχή της πύλης οι οποίες, είναι επίσης έντονα εμπλουτισμένες τύπου-n⁺ (τύπου-p⁺ για PMOS) περιοχές βάθους 0.04 ~ 0.2μm. Ο έντονος εμπλουτισμός της πύλης, της πηγής και της υποδοχής συμβάλλουν στην εμφάνιση χαμηλής αντίστασης. Η περιοχή ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή ονομάζεται κανάλι (channel). Οι διαστάσεις του καναλιού δηλαδή

το πλάτος (Width-W) και το μήκος (Length-L) ποικίλουν από τεχνολογία σε τεχνολογία και μπορούν να κυμαίνονται από εκατοντάδες μικρόμετρα σε κάποιες δεκάδες νανόμετρα, ανάλογα με τις ανάγκες της σχεδίασης. Συνήθως το L προτιμάται στη χαμηλότερη δυνατή τιμή.



Σχήμα 1.2.2 Κυκλωματική απεικόνιση των τρανζίστορ (a) NMOS και (b) PMOS.

Όταν η τάση στην πύλη σε ένα NMOS (PMOS) τρανζίστορ γίνει αρκετά θετική (αρνητική) σε σχέση με τα άλλα μέρη της δομής τότε ηλεκτρόνια (οπές) συγκεντρώνονται στην διεπιφάνεια του οξειδίου με τον ημιαγωγό εξαιτίας του κάθετου ηλεκτρικού πεδίου που σχηματίζεται ανάμεσα στην πύλη και στο υπόστρωμα. Τα ηλεκτρόνια (οπές) που συγκεντρώνονται στο κανάλι προέρχονται από τις n^+ (p^+) περιοχές της πηγής και της υποδοχής όπου υπάρχουν σε αφθονία. Ο αριθμός των ηλεκτρονίων (οπών) στο κανάλι διαφοροποιείται ανάλογα με την τάση στην πύλη, αφού αυτή ελέγχει το μέγεθος της σύνδεσης της πηγής και της υποδοχής και άρα καθορίζει τη λειτουργία του τρανζίστορ. Όταν οι περιοχές της πηγής και της υποδοχής πολωθούν με διαφορετικές τάσεις τότε ηλεκτρόνια κινούνται στο κανάλι σχηματίζοντας το ρεύμα του τρανζίστορ. Τα ηλεκτρόνια (οπές) κινούνται από την χαμηλής (υψηλής) τάσης πηγή προς την υψηλής (χαμηλής) τάσης υποδοχή. Στα NMOS τρανζίστορ το υπόστρωμα πρέπει να πολωθεί στη χαμηλότερη τάση (στα PMOS στην υψηλότερη). Οι περιοχές της πηγής, της πύλης, της υποδοχής και του υποστρώματος προσεγγίζονται με ακροδέκτες συνδεδεμένους σε αυτές που ονομάζονται S, G, D, και B αντίστοιχα.

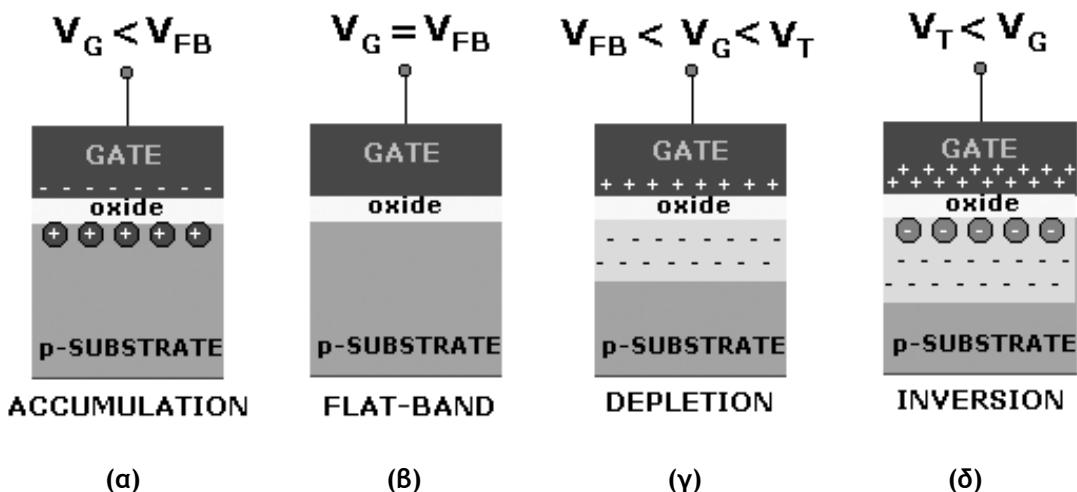
Τα MOSFETs χρησιμοποιούνται έντονα στα ψηφιακά και αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Τα τελευταία χρόνια το μέγεθος τέτοιων διατάξεων έχει φτάσει στην υπομικρομετρική κλίμακα (submicron range). Σήμερα, οι CMOS (Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor) τεχνολογίες, που συνδυάζουν NMOS και PMOS διατάξεις, χρησιμοποιούνται ευρύτατα στα κυκλώματα υψηλής ολοκλήρωσης (Very Large Scale Integration-VLSI), καθώς παρέχουν μικρή κατανάλωση ισχύος, μεγάλη ταχύτητα και μεγάλο βαθμό ολοκλήρωσης. Ήδη νέες silicon-on-insulator (SOI) τεχνολογίες επιτυγχάνουν ενσωμάτωση 3-ων διαστάσεων, δηλαδή τοποθέτηση διατάξεων σε διαφορετικά επίπεδα, αυξάνοντας σημαντικά το βαθμό ολοκλήρωσης. Η κατασκευή νέων

βελτιωμένων διατάξεων και ο συνδυασμός διπολικών τρανζίστορ με τεχνολογίες επίδρασης πεδίου (BiCMOS) μπορεί να οδηγήσουν σε περισσότερες καινοτομίες που σήμερα δεν είναι καν προβλέψιμες.

Ένα από τα πιο αναπτυσσόμενα πεδία των CMOS τεχνολογιών είναι τα αναλογικά κυκλώματα, τα οποία ποικίλουν από απλά κυκλώματα ήχου που λειτουργούν σε συχνότητες εύρους κάποιων KHz μέχρι και τις σύγχρονες ασύρματες εφαρμογές που λειτουργούν σε συχνότητες αρκετών GHz.

1.2.1 Καταστάσεις του MOS Τρανζίστορ

Ένα MOS τρανζίστορ μπορεί να επέλθει σε τέσσερις καταστάσεις ανάλογα με τις τάσεις στους ακροδέκτες του: α. στην κατάσταση της συσσώρευσης (accumulation), β. στην κατάσταση μηδενικού φορτίου στον ημιαγωγό (flat-band), γ. στην κατάσταση της απογύμνωσης (depletion) και δ. στην κατάσταση της αναστροφής (inversion), όπως φαίνονται στο Σχήμα 1.2.3. Πριν από την περιγραφή των παραπάνω καταστάσεων θα αναλυθούν τα φαινόμενα που παρουσιάζονται στο MOS τρανζίστορ απουσία εξωτερικών τάσεων.



Σχήμα 1.2.3 Τα φορτία σε ένα NMOS τρανζίστορ στις καταστάσεις (α) συσσώρευσης, (β) μηδενικού φορτίου στον ημιαγωγό, (γ) απογύμνωσης και (δ) αναστροφής.

Εξαιτίας της διαφορετικότητας των υλικών της πύλης και του υποστρώματος, εμφανίζεται ανάμεσα τους μία τάση η οποία οδηγεί στη συγκέντρωση φορτίων και στις δύο πλευρές του οξειδίου, ακόμα και αν δεν εφαρμόζεται κάποια τάση στους ακροδέκτες του τρανζίστορ. Έτσι π.χ. αν η τάση αυτή είναι αρνητική τότε ηλεκτρόνια θα συγκεντρωθούν στη διεπιφάνεια μεταξύ της πύλης και του οξειδίου και οπές στη

διεπιφάνεια μεταξύ του οξειδίου και του υποστρώματος. Προκειμένου να μην υπάρχει αυτή η συγκέντρωση φορτίων στις δύο πλευρές του οξειδίου μπορεί να εφαρμοστεί ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα εξωτερική τάση η οποία να είναι ακριβώς ίση με το άθροισμα των δυναμικών επαφής η οποία δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\varphi_{MS} \equiv \varphi_{bulk-material} - \varphi_{gate-material}, \quad (1.2.1.1)$$

όπου φ_{MS} η τάση που πρέπει να εφαρμοστεί ώστε να έχουμε μηδενικό φορτίο, $\varphi_{bulk-material}$ το δυναμικό επαφής του υποστρώματος και $\varphi_{gate-material}$ το δυναμικό επαφής της πύλης.

Το φαινόμενο των δυναμικών επαφής δεν είναι το μόνο που μπορεί να προκαλέσει την ύπαρξη φορτίων στο υπόστρωμα, απουσία εξωτερικών τάσεων. Μία άλλη αιτία μπορεί να είναι το παρασιτικό φορτίο που υπάρχει στο οξείδιο αλλά και στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος. Το παρασιτικό αυτό φορτίο χωρίζεται σε τέσσερα μέρη: i) το σταθερό φορτίο του οξειδίου (oxide fixed charge), το οποίο υπάρχει στο οξείδιο κοντά στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος και οφείλεται στους μηχανισμούς της ανάπτυξης του οξειδίου κατά τη διάρκεια κατασκευής του τρανζίστορ και είναι ανεξάρτητο από το πάχος του οξειδίου, τον εμπλουτισμό του υποστρώματος και τη συγκέντρωση, ii) το παγιδευμένο στο οξείδιο φορτίο (oxide trapped charge), που υπάρχει σε όλο το οξείδιο αλλά κυρίως πολύ κοντά στη διεπαφή με την πύλη και το υπόστρωμα, και προκύπτει εξαιτίας εκπομπής φωτονίων, της ακτινοβολίας κλπ, iii) το φορτίο ιονισμού (mobile ionic charge), το οποίο υπάρχει μέσα στο οξείδιο εξαιτίας της ύπαρξης αλκαλικών ιόντων που εισάγονται σε αυτό από το περιβάλλον κατά τη διαδικασία εναπόθεσης του οξειδίου και το οποίο μπορεί να κινείται μέσα στο οξείδιο με την επίδραση ηλεκτρικού πεδίου και iv) το παγιδευμένο φορτίο διεπαφής (interface trap charge), που υπάρχει ανάμεσα στο οξείδιο και τον ημιαγωγό και οφείλεται στα ελαττώματα της διεπαφής, τα οποία δημιουργούν «παγίδες» που ανταλλάσουν φορείς με τον ημιαγωγό.

Το παρασιτικό φορτίο είναι στις περισσότερες περιπτώσεις θετικό (και για NMOS και για PMOS), το συμβολίζουμε με Q_0 και ονομάζεται ενεργό φορτίο διεπαφής (effective interface charge). Το φορτίο Q_0 το οποίο εμφανίζεται όπως προαναφέρθηκε στη διεπαφές του οξειδίου με την πύλη και το υπόστρωμα, προκαλεί και ένα $-Q_0$ αντίθετο φορτίο προκειμένου να διατηρηθεί η ουδετερότητα των φορτίων. Προκειμένου να απαλειφθεί το ενεργό φορτίο διεπαφής χρειάζεται ένα φορτίο $-Q_0$ στην πύλη για να το εξισορροπήσει. Οπότε αφού στις πλευρές του οξειδίου προς την πύλη και το υπόστρωμα πρέπει να έχουμε φορτία $-Q_0$ και Q_0 αντίστοιχα, η πτώση του δυναμικού στο οξείδιο ψ_{ox} πρέπει να είναι:

$$\psi_{ox} = -\frac{Q_o}{C_{ox}}, \quad (1.2.1.2)$$

όπου C_{ox} η συνολική χωρητικότητα του οξειδίου ως ανά μονάδα επιφάνειας και Q_o το παρασιτικό φορτίο ανά μονάδα επιφάνειας. Η χωρητικότητα του οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας δίνεται από τον τύπο:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}, \quad (1.2.1.3)$$

όπου t_{ox} το πάχος του οξειδίου και ε_{ox} η επιτρεπτότητα του οξειδίου που ορίζεται ως:

$$\varepsilon_{ox} = k_{ox} \varepsilon_o, \quad (1.2.1.4)$$

με ε_o την επιτρεπτότητα του κενού ($8.854 \cdot 10^{-14}$ F/cm) και k_{ox} την διηλεκτρική σταθερά του οξειδίου.

Επίσης γενικά ισχύουν:

α) Μια τάση V_{GB} προκαλεί την εμφάνιση φορέων στον ημιαγωγό. Πρακτικά όλοι αυτοί οι φορείς θα περιέχονται στην γειτονική περιοχή κάτω από το οξείδιο. Έξω από αυτή την περιοχή το υπόστρωμα είναι πρακτικά ουδέτερο. Ψ_s είναι το δυναμικό επιφανείας κατά μήκος της περιοχής αυτής και καθορίζεται από ένα σημείο στην επιφάνεια σε ένα σημείο στο υπόστρωμα έξω από αυτή την περιοχή. Τέσσερα είδη πτώσης τάσης συναντιούνται: i) η εξωτερική τάση V_{GB} , ii) η πτώση τάσης στο οξείδιο ψ_{ox} , iii) το δυναμικό επιφανείας ψ_s και iv) τα δυναμικά επαφής των οποίων το άθροισμα είναι ίσο με φ_{MS} . Οπότε:

$$V_{GB} = \psi_{ox} + \psi_s + \varphi_{MS}, \quad (1.2.1.5)$$

β) Όσον αφορά τα φορτία συναντάμε τρία είδη φορτίων: i) το φορτίο στην πύλη Q_G , ii) το ενεργό φορτίο διεπαφής Q_o και iii) το φορτίο του ημιαγωγού κάτω από το οξείδιο Q_c . Τα φορτία αυτά πρέπει να είναι σε ισορροπία για τη συνολική ουδετερότητα του συστήματος και άρα:

$$Q_G + Q_o + Q_c = 0, \quad (1.2.1.6(a))$$

ή ανά μονάδα επιφανείας:

$$Q'_G + Q'_o + Q'_c = 0, \quad (1.2.1.6(B))$$

Να σημειωθεί ότι οποιαδήποτε αλλαγή στο Q_G πρέπει να αντισταθμιστεί από το Q_c καθώς

το Q_o είναι σταθερό. Οι εξισώσεις ισορροπίας τάσεων και φορτίων προκύπτουν από βασικούς νόμους φυσικής.

Παρακάτω για την περιγραφή των καταστάσεων στις οποίες μπορεί να επέλθει ένα τρανζίστορ θεωρούμε ένα NMOS τρανζίστορ.

1.2.1.1 Κατάσταση Μηδενικού Φορτίου στον Ημιαγωγό

Για να έχουμε ένα τρανζίστορ στη κατάσταση μηδενικού φορτίου στον ημιαγωγό χρειαζόμαστε μια εξωτερική τάση που θα αντισταθμίσει τα φαινόμενα των δυναμικών επαφής και του ενεργού φορτίου διεπαφής. Η τάση αυτή ονομάζεται flat-band τάση (V_{FB}) και δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$V_{FB} = \varphi_{MS} - \frac{Q_o}{C_{ox}}, \quad (1.2.1.1.1)$$

Για το τρανζίστορ στη flat-band κατάσταση, ισχύουν:

$$\begin{aligned} V_{GB} &= V_{FB}, \\ Q_c &= 0, \\ \Psi_s &= 0. \end{aligned} \quad (1.2.1.1.2)$$

1.2.1.2 Συσσώρευση

Εάν εφαρμοστεί στην πύλη τάση μικρότερη από τη flat-band τάση δηλαδή $V_{GB} < V_{FB}$, τότε θα εμφανιστεί ένα αρνητικό φορτίο στην διεπαφή του οξειδίου με την πύλη Q'_G , το οποίο θα πρέπει να εξισορροπηθεί από ένα θετικό φορτίο Q'_c . Για το λόγο αυτό οπές θα συγκεντρωθούν στην επιφάνεια. Η κατάσταση αυτή ονομάζεται συσσώρευση καθώς φορτία ίδιου τύπου με το υπόστρωμα συσσωρεύονται στην επιφάνεια. Η αρνητική αλλαγή στην τάση V_{GB} θα έχει σαν αποτέλεσμα αρνητικές αλλαγές για τα Ψ_{ox} και Ψ_s ώστε να ισχύει η εξίσωση (1.2.1.5). Οπότε στην κατάσταση της συσσώρευσης για ένα NMOS ισχύουν:

$$\begin{aligned} V_{GB} &< V_{FB}, \\ Q_c &> 0, \\ \Psi_s &< 0. \end{aligned} \quad (1.2.1.2.1)$$

1.2.1.3 Απογύμνωση

Σε περίπτωση που η τάση V_{GB} πάρει τιμή μεγαλύτερη τιμή από τη flat-band τάση, τότε το θετικό φορτίο Q_G που δημιουργείται στην πύλη αντισταθμίζεται από ένα αρνητικό Q_C . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα οι οπές της επιφάνειας να απωθούνται βαθύτερα μέσα στο υπόστρωμα, δημιουργώντας μια περιοχή απογύμνωσης η οποία αποτελείται από αρνητικά φορτισμένα ιόντα. Η θετική αλλαγή στην τάση V_{GB} θα έχει σαν αποτέλεσμα θετικές αλλαγές για τα ψ_{ox} και ψ_s ώστε να ισχύει η εξίσωση (1.2.1.5). Οπότε στην κατάσταση της απογύμνωσης για ένα NMOS ισχύουν.

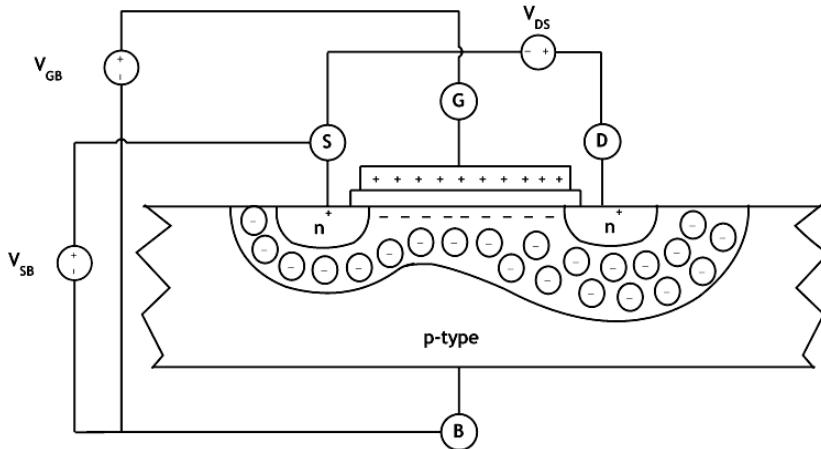
$$\begin{aligned} V_{GB} &> V_{FB}, \\ Q_c &< 0, \\ \psi_s &> 0. \end{aligned} \quad (1.2.1.3.1)$$

1.2.1.4 Αναστροφή

Όταν η τάση V_{GB} είναι «αρκετά θετική», περισσότερα αρνητικά φορτισμένα ιόντα υπάρχουν και το ψ_s γίνεται αρκετά θετικό, ώστε το ηλεκτρικό πεδίο ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα μπορεί και ελεύθερα ηλεκτρόνια από τις περιοχές της πηγής και της υποδοχής, τα οποία συγκεντρώνονται στο κανάλι. Η κατάσταση αυτή ονομάζεται αναστροφή, αφού το τύπου-ρ υπόστρωμα που κανονικά θα είχε μεγάλη συγκέντρωση οπών, έχει πλέον πληθώρα ηλεκτρονίων. Το στρώμα των ηλεκτρονίων στην επιφάνεια ονομάζεται ζώνη αναστροφής (inversion layer). Όπως και στην κατάσταση της απογύμνωσης έτσι και στην αναστροφή ισχύει επίσης η εξίσωση (1.2.1.3.1).

Η πηγή και η υποδοχή σχηματίζουν δύο n-p (ρn) διόδους με το υπόστρωμα, οι οποίες είναι ανάστροφα πολωμένες όταν θετικές τάσεις εφαρμοστούν στους ακροδέκτες τους (δηλαδή $V_{SB} \geq 0$ και $V_{DB} \geq 0$), με αποτέλεσμα οι περιοχές απογύμνωσής των διόδων να επεκτείνονται και στις n και στις p περιοχές τους. Στην περίπτωση που η τάση V_{DS} είναι θετική, δηλαδή η τάση στην υποδοχή είναι μεγαλύτερη από την πηγή, τότε η ανάστροφη πόλωση της υποδοχής-υποστρώματος είναι μεγαλύτερη από αυτή της πηγής με αποτέλεσμα η περιοχή απογύμνωσης της διόδου της υποδοχής να είναι βαθύτερη (Σχήμα 1.2.4). Έτσι υπάρχουν πολύ περισσότερα αρνητικά φορτισμένα ιόντα στην περιοχή γύρω από την υποδοχή απ' ότι γύρω από την πηγή, οπότε λιγότερα ηλεκτρόνια χρειάζονται στο κανάλι κοντά στην υποδοχή. Για το λόγο αυτό η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων μειώνεται όσο προσεγγίζουμε την υποδοχή ενώ η μεγαλύτερη συγκέντρωση ηλεκτρονίων είναι κοντά στην πηγή. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάση στην πύλη τόσο

μεγαλώνει ο αριθμός των ηλεκτρονίων στο κανάλι και η αναστροφή είναι ισχυρότερη. Όσο μεγαλώνει η τάση στην πύλη μετακινούμαστε από την ασθενή (weak), στη μέτρια (moderate) και τέλος στην ισχυρή (strong) αναστροφή. Σε κάθε μία από τις τρεις αυτές περιοχές της αναστροφής το τρανζίστορ παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά συμπεριφοράς.



Σχήμα 1.2.4 Ένα NMOS τρανζίστορ πολωμένο σε αναστροφή.

Η θετική διαφορά τάσης V_{DS} ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή εμφανίζεται κατά μήκος της ζώνης αναστροφής και είναι αυτή που προκαλεί την κίνηση των ηλεκτρονίων και άρα το ρεύμα I_D , το οποίο εξέρχεται από την υποδοχή και εισέρχεται στην πηγή. Τα ηλεκτρόνια κινούνται σχετικά αργά κοντά στην πηγή και επιταχύνουν όσο πλησιάζουν στην υποδοχή. Με τον τρόπο αυτό το ρεύμα παραμένει σταθερό κατά μήκος του καναλιού παρόλο που η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων διαφέρει.

Για το ρεύμα του ημιαγωγού υπεύθυνοι είναι δύο μηχανισμοί, αυτοί της διάχυσης και της ολίσθησης. Η ολίσθηση συμβαίνει όταν στον ημιαγωγό εφαρμοστούν εξωτερικές τάσεις οι οποίες θα ασκήσουν δυνάμεις στα φορτισμένα σωματίδια (ηλεκτρόνια ή οπές) τα οποία θα κινηθούν συντονισμένα κατά μήκος του πεδίου, δημιουργώντας το ρεύμα ολίσθησης το οποίο δε θα υπήρχε αν τα σωματίδια δεν ήταν φορτισμένα. Ο μηχανισμός της διάχυσης υπάρχει επειδή τα σωματίδια δεν είναι ομοιόμορφα κατανεμημένα στον ημιαγωγό, π.χ. εξαιτίας της τυχαίας κίνησης των σωματιδίων που τείνει να τα διασκορπίζει από της περιοχές υψηλής συγκέντρωσης στις περιοχές χαμηλής συγκέντρωσης. Το φαινόμενο της διάχυσης δεν οφείλεται στα ηλεκτρικά πεδία και άρα μπορεί να υπάρχει ανεξάρτητα από το αν τα σωματίδια είναι φορτισμένα. Παρόλα αυτά αν τα σωματίδια είναι φορτισμένα όπως συμβαίνει στον ημιαγωγό με τα ηλεκτρόνια και τις οπές, τότε ο μηχανισμός της διάχυσης δίνει μία επιπλέον κίνηση στους φορείς και άρα

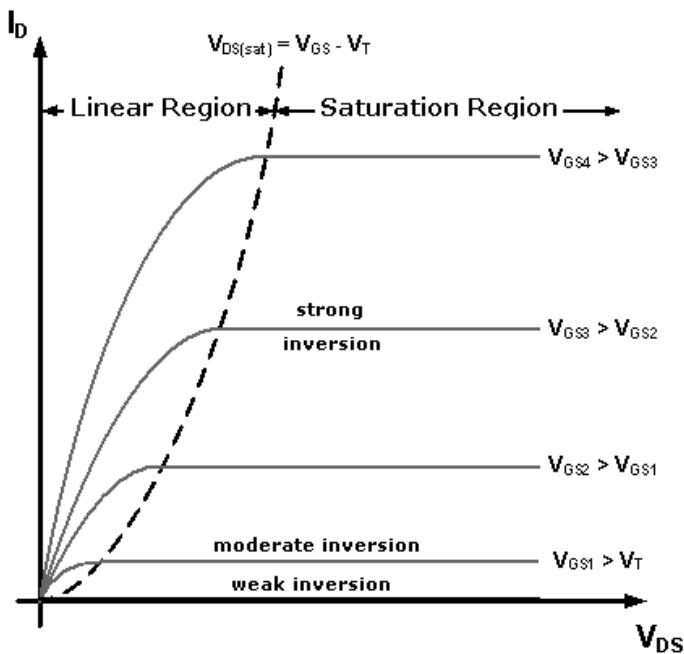
συμβάλλει στο ηλεκτρικό ρεύμα.

Αν υποθέσουμε ότι η τάση V_{DS} ξεκινάει με μηδενική τιμή και σταδιακά αυξάνεται τότε και το ρεύμα I_D θα αυξάνεται επίσης. Για μικρές τιμές της τάσης V_D στην υποδοχή η επίδραση στο ρεύμα είναι μεγάλη, αλλά για μεγάλες τιμές της τάσης V_D το ρεύμα σταδιακά φτάνει στον κορεσμό (saturation) δηλαδή δεν αυξάνεται περισσότερο. Αυτό συμβαίνει όταν η τάση V_D είναι τόσο μεγάλη που η υποδοχή συλλέγει όλα τα ηλεκτρόνια που μπορεί να παρέχει το κανάλι για δεδομένη τάση V_G . Οπότε δύο επιπλέον περιοχές μπορούν να διαχωριστούν, η γραμμική περιοχή (linear) και η περιοχή κορεσμού.

Μέχρι τώρα θεωρούσαμε ότι η τάση V_{SB} είναι μηδέν. Αν όμως εφαρμοστεί τάση V_S στην πηγή μεγαλύτερη από την τάση V_B τότε η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων (οπών) στο κανάλι θα μειωθεί και άρα θα μειωθεί και το ρεύμα καναλιού I_D . Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται φαινόμενο σώματος (body effect).

1.2.2 Τρόποι Λειτουργίας του MOS τρανζίστορ

Ένα τυπικό σετ dc χαρακτηριστικών ρεύματος-τάσης για ένα NMOS τρανζίστορ παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.2.5, όπου φαίνονται οι περιοχές της ασθενούς, μέτριας και ισχυρής αναστροφής καθώς και το όριο μεταξύ της γραμμικής περιοχής και του κορεσμού.



Σχήμα 1.2.5 Χαρακτηριστικές καμπύλες ρεύματος-τάσης , I_D vs. V_{DS} , όπου η τάση V_{SB} θεωρείται σταθερή.

Γενικά, το ρεύμα στο κανάλι σχετίζεται με τις τάσεις στους ακροδέκτες με ένα πολύπλοκο τρόπο. Παρόλα αυτά για συγκεκριμένους συνδυασμούς τάσεων, απλοποιήσεις μπορούν να γίνουν ώστε να αποκτηθούν σχετικά απλές εξισώσεις για το ρεύμα.

1.2.2.1 Ασθενής Αναστροφή

Όταν η τάση V_{GS} είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου V_{TH} ($|V_{GS}| < |V_{TH}|$), δηλαδή από εκείνη την τιμή της τάσης στην πύλη όπου αρχίζει να σχηματίζεται το κανάλι και άρα η ζώνη αναστροφής, τότε σε ένα ιδανικό τρανζίστορ θα έπρεπε να μην υπάρχει αγωγή ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή (off-state). Στην πραγματικότητα όμως η ενέργεια μερικών από τα ηλεκτρόνια της πηγής τους επιτρέπει να εισέλθουν στο κανάλι και να κινηθούν προς την υποδοχή, δημιουργώντας έτσι ένα υποκατώφλιο ρεύμα (subthreshold current) το οποίο είναι εκθετική συνάρτηση της τάσης V_{GS} και δίνεται από τον τύπο:

$$|I_D| \approx |I_{D0}| \cdot e^{\frac{|V_{GS}| - |V_{TH}|}{n|V_{TH}|}}, \quad (1.2.2.1.1)$$

όπου I_{D0} το ρεύμα του καναλιού όταν $V_{GS} = V_{TH}$ και η ο συντελεστής κλίσης (slope factor) ο οποίος ορίζεται ως:

$$n = 1 + \frac{C_D}{C_{ox}}, \quad (1.2.2.1.2)$$

όπου C_D η χωρητικότητα στη περιοχή απογύμνωσης (depletion layer).

Στο ρεύμα στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής επικρατεί περισσότερο ο μηχανισμός της διάχυσης. Μερικά αναλογικά κυκλώματα εκμεταλλεύονται αυτό το υποκατώφλιο ρεύμα, με το να λειτουργούν σε ασθενή αναστροφή, αφού το MOSFET σε αυτή την περιοχή δίνει τον υψηλότερο δυνατό λόγο διαγωγιμότητας ως προς ρεύμα, δηλαδή:

$$\frac{g_m}{|I_D|} = \frac{1}{n |V_{TH}|}, \quad (1.2.2.1.3)$$

Επειδή το υποκατώφλιο ρεύμα εξαρτάται από την τάση κατωφλίου, υπάρχει μια ισχυρή επιρροή σε αυτό οποιαδήποτε αλλαγή κατά τη διαδικασία κατασκευής του τρανζίστορ σε μεγέθη τα οποία επηρεάζουν την τάση κατωφλίου, π.χ. το πάχος του οξειδίου, το βάθος των n^+ περιοχών, το βαθμού το εμπλουτισμού του υποστρώματος κλπ.

1.2.2.2 Ασθενής Αναστροφή

Στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής, το ρεύμα που υπάρχει στο κανάλι οφείλεται σε παρόμοιας τάξης μεγέθους συνιστώσες των μηχανισμών διάχυσης και ολίσθησης. Το τρανζίστορ λειτουργεί σε αυτή την περιοχή για τάση V_{GS} γύρω από την τάση κατωφλίου.

1.2.2.3 Ισχυρή Αναστροφή

Προκειμένου να δημιουργηθεί το κανάλι σε ένα NMOS τρανζίστορ θα πρέπει $V_{GS} > V_{TH}$. Μία θετική τάση στην υποδοχή σε σχέση με την πηγή δημιουργεί ένα οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο, το οποίο κινεί τους φορείς από την πηγή στην υποδοχή. Για ρεύμα που δημιουργείται στο κανάλι στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής κυρίως συμβάλλει ο μηχανισμός της ολίσθησης. Εάν το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο είναι μικρότερο από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο ανάμεσα στην πύλη και στο υπόστρωμα τότε η ζώνη αναστροφής παραμένει ομοιόμορφη σε όλο το μήκος του καναλιού. Το τρανζίστορ τότε λειτουργεί στη γραμμική περιοχή και συγκεκριμένα όταν $V_{DS} < V_{GS}-V_{TH}$. Το κανάλι επιτρέπει την αγωγή μεταξύ πηγής και υποδοχής, ενώ το ρεύμα δίνεται από τον τύπο:

$$|I_D| = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left((|V_{GS}| - |V_{TH}|) \cdot |V_{DS}| - \frac{|V_{DS}|^2}{2} \right), \quad (1.2.2.3.1)$$

όπου μη κινητικότητα των φορέων.

Εάν η τάση μεγαλώσει αρκετά πάνω από το όριο $V_{DS} = V_{GS}-V_{TH}$ δηλαδή $V_{DS} > V_{GS}-V_{TH}$, τότε το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο είναι ισχυρότερο από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο κοντά στην υποδοχή δημιουργώντας μία ασύμμετρη ζώνη αναστροφής. Το ηλεκτρικό πεδίο κοντά στην υποδοχή είναι τόσο ισχυρό με αποτέλεσμα να μην υπάρχει αναστροφή γειτονικά της υποδοχής. Το κανάλι αποκόπτεται από την υποδοχή, γι' αυτό και το τρανζίστορ λέμε ότι λειτουργεί στην κατάσταση αποκοπής (pinch-off state) ή στην περιοχή κορεσμού. Το σημείο αποκοπής (pinch-off point) είναι εκείνο που χωρίζει την ζώνη αναστροφής από την περιοχή απογύμνωσης της υποδοχής ($V_{DS} = V_{GS}-V_{TH}$).

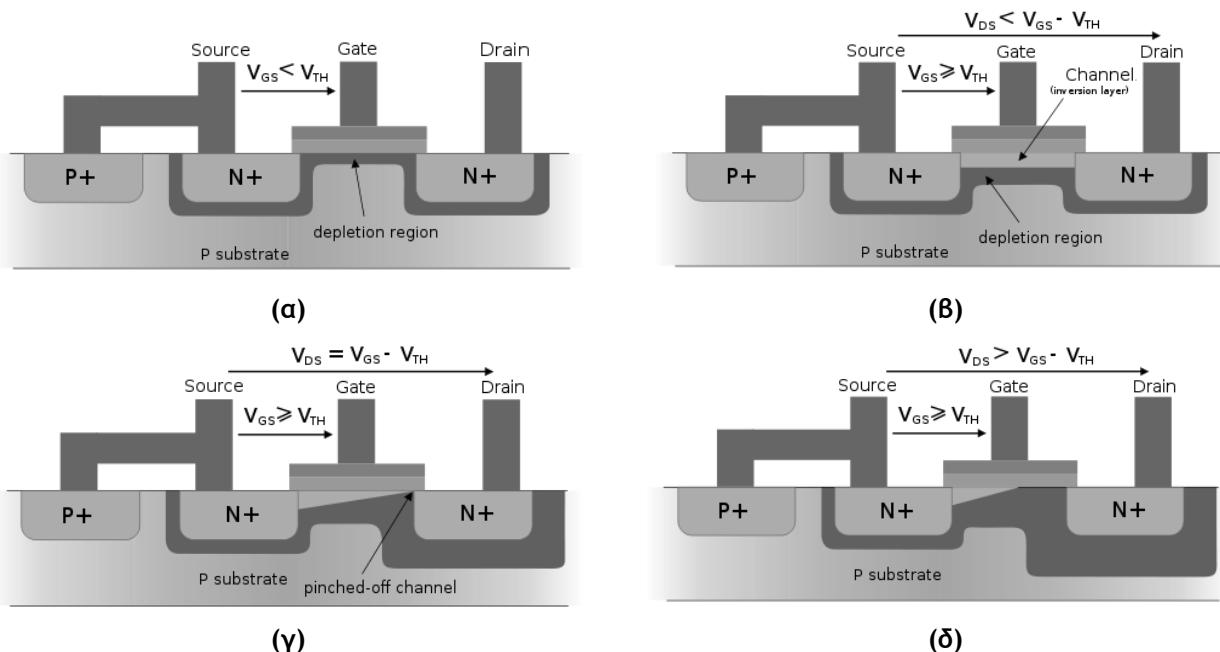
Παρόλο που δεν υπάρχουν φορείς στο κανάλι προς υποδοχή, η περιοχή της υποδοχής παραμένει ηλεκτρικά ενεργή. Οι φορείς ξεκινούν από την πηγή και κινούνται υπό την επίδραση του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου μέχρι το σημείο αποκοπής. Στη συνέχεια κινούνται προς την υποδοχή από το ισχυρό πεδίο που υπάρχει εξαιτίας της περιοχής απογύμνωσης. Το ρεύμα σε κορεσμό δεν εξαρτάται ιδιαίτερα από την τάση V_{DS} .

αλλά κυρίως από την τάση V_{GS} , ενώ ορίζεται ως:

$$|I_D| = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (|V_{GS}| - |V_{TH}|)^2 (1 + \lambda |V_{DS}|), \quad (1.2.2.3.2)$$

όπου λ η παράμετρος για το φαινόμενο της διαμόρφωσης του μήκους καναλιού (Channel Length Modulation-CLM), δηλαδή της εξάρτησης της τάσης V_D από το φαινόμενο Early.

Όλοι οι παραπάνω τρόποι λειτουργίας για ένα NMOS τρανζίστορ απεικονίζονται στο Σχήμα 1.2.6. Όσο το μήκος καναλιού μειώνεται εμφανίζονται και άλλα φαινόμενα με αποτέλεσμα οι παραπάνω εξισώσεις να μην μπορούν να περιγράψουν το ρεύμα στο κανάλι με ακρίβεια.



Σχήμα 1.2.6 Σχηματική απεικόνιση των τρόπων λειτουργίας ενός τρανζίστορ, (α) εκτός λειτουργίας, (β) γραμμική λειτουργία, (γ) σημείο αποκοπής σε κορεσμό και (δ) κορεσμός.

1.3 MOS Τρανζίστορ Υψηλών συχνοτήτων

Στις σύγχρονες τεχνολογίες το μήκος της πύλης των MOS τρανζίστορ μειώνεται (downscaling) φτάνοντας ήδη τα 35nm. Η υποκλιμάκωση του L έχει σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της απόδοσης των διατάξεων στις υψηλές συχνότητες (Radio Frequency-RF). Προκειμένου όμως να βελτιστοποιηθεί η απόδοση τους, που είναι πολύ σημαντική σε μικροκυματικές (microwave) εφαρμογές, είναι απαραίτητο να μειωθούν όσο το δυνατό περισσότερο τα παρασιτικά φαινόμενα που υποβαθμίζουν τα χαρακτηριστικά τους. Ένα MOSFET που λειτουργεί στην RF περιοχή πρέπει να παρουσιάζει υψηλή συχνότητα

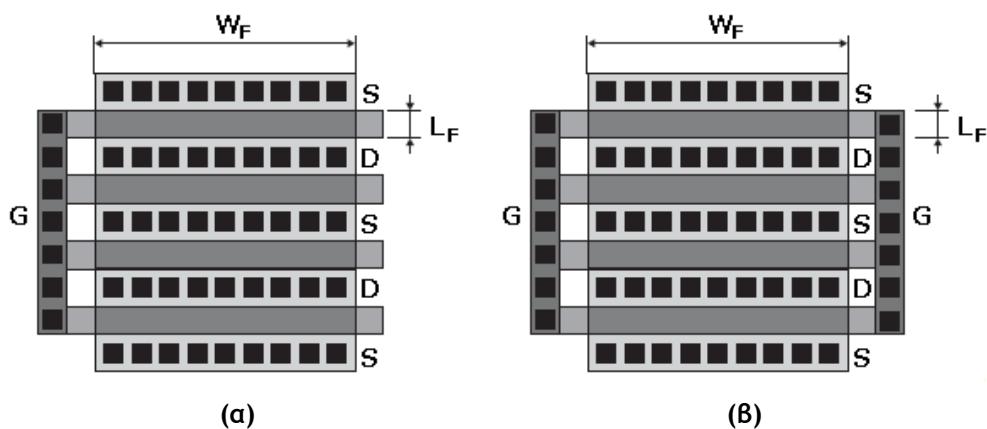
αποκοπής (Cut off Frequency- f_T), μικρό δείκτη θορύβου (Noise Figure-NF) , υψηλή ισχύ εξόδου (Output Power- P_{out}) κ.α.

Ένα από τα σημαντικότερα μεγέθη για την υποβάθμιση της συμπεριφοράς των τρανζίστορ σε RF λειτουργία, είναι η αντίσταση της πύλης (R_G). Για τη μείωση του R_G και άρα της επιρροής του στη λειτουργία των τρανζίστορ, υπάρχουν διάφοροι τρόποι όπως η εναπόθεση πυριτίου ή μετάλλου πάνω από το πολυκρυσταλλικό πυρίτιο της πύλης, η επιλογή διατάξεων με πολυδακτυλική δομή (multi-finger devices) κ.α.

Στις περισσότερες περιπτώσεις επιλέγεται τα RF MOS τρανζίστορ να είναι πολυδακτυλικές διατάξεις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.1, στις οποίες κάθε δάκτυλο έχει μήκος L_F και πλάτος W_F . Η δομή αυτή επιλέγεται για μειωθεί η επιρροή του φαινομένου «στενού διαύλου» (narrow-line effect) δηλαδή της αύξησης της αντίστασης R_G με τη μείωση του W_F (το οποίο αντιστοιχεί σε συγκεκριμένο L_F). Τυπικές RF διατάξεις έχουν περισσότερα από δέκα δάκτυλα. Το συνολικό πλάτος ενός πολυδακτυλικού τρανζίστορ δίνεται από τον τύπο:

$$W = W_F \cdot N_F , \quad (1.3.1)$$

Στα RF τρανζίστορ οι ίδιοι ακροδέκτες S, G, D, Β όλων των δακτύλων συνδέονται μεταξύ τους, ενώ συνήθως έχουν μία περιμετρική θωράκιση (guard ring) συνδεδεμένη στη γείωση για την ενίσχυση της γείωσης του υποστρώματος αλλά και της προστασίας της διάταξης από εξωτερικές ηλεκτρομαγνητικές επιρροές. Υπάρχουν επίσης RF τρανζίστορ όπου οι πύλες των δακτύλων είναι μεταξύ τους συνδεδεμένες από τη μία πλευρά μόνο (single-side gate contact) (Σχήμα 1.3.1 (α)) και τρανζίστορ όπου οι πύλες των δακτύλων είναι μεταξύ τους συνδεδεμένες και από τις δύο πλευρές (double-side gate contact) (Σχήμα 1.3.1 (β)).



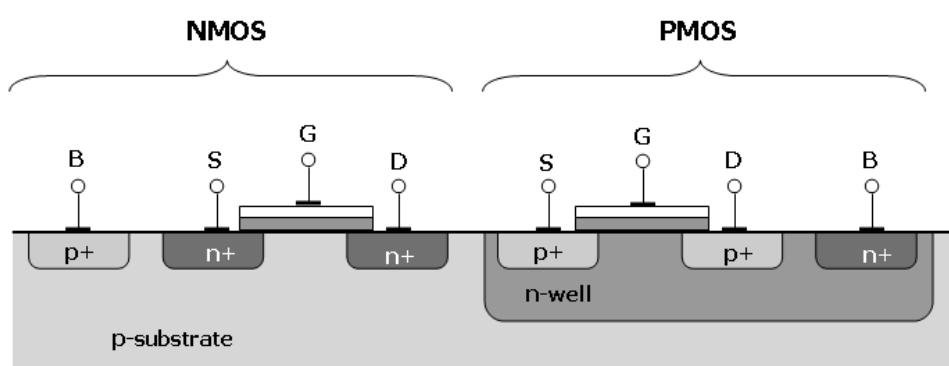
Σχήμα 1.3.1 Φυσική σχεδίαση πολυδακτυλικών RF τρανζίστορ (α) single-side gate contact, (β) double-side gate contact.

Όσο η υποκλιμάκωση συνεχίζεται αναπτύσσονται πολλές εικασίες για το που θα σταματήσει ή πρέπει να σταματήσει. Μέχρι στιγμής συχνά νέες ιδέες έχουν κερδίσει τις προκλήσεις που θέτουν τα προβλήματα που προκύπτουν. Το μόνο σίγουρο είναι ότι η υποκλιμάκωση θα συνεχίσει για κάποια χρόνια ακόμα. Για να λειτουργούν τα τρανζίστορ ικανοποιητικά νέες καινοτομίες ήδη έχουν αρχίσει να εφαρμόζονται. Οι πιο πιθανές αλλαγές είναι: (α) για να αυξηθεί η κινητικότητα των φορέων το πυρίτιο να έχει προσμίξεις από άλλα υλικά όπως π.χ. το Ge, (β) για να μειωθεί η διαρροή ρεύματος της πύλης, το οξείδιο του πυριτίου να αντικατασταθεί από άλλα υλικά με υψηλότερη διηλεκτρική σταθερά, (γ) για την μείωση της αντίστασης της πύλης το πολυκρυσταλλικό πυρίτιο να αντικατασταθεί από μέταλλο και (δ) προκειμένου να μειωθεί η κατανάλωση ισχύος περισσότερες της μίας πύλης να χρησιμοποιηθούν, όπως π.χ. τα DG-MOSFETs (double-gate), τα FinFETs κλπ.

1.4 CMOS Τεχνολογίες

Οι CMOS τεχνολογίες χρησιμοποιούνται έντονα σε ψηφιακές εφαρμογές όπως μικροεπεξεργαστές, μικροελεγκτές, μνήμες κ.α. αλλά και σε αναλογικές εφαρμογές όπως αισθητήρες εικόνας, μετατροπείς δεδομένων, πομπούς δέκτες κ.α. Τα χαρακτηριστικά των CMOS τεχνολογιών είναι η χαμηλή κατανάλωση ισχύος, η μη ευαισθησία τους στο θόρυβο, ο υψηλός βαθμός ολοκλήρωσης και το μικρό κόστος.

Στη CMOS σχεδίαση χρησιμοποιούνται και NMOS και PMOS τρανζίστορ τα οποία κατασκευάζονται πάνω στο ίδιο τύπου-p υπόστρωμα. Επειδή όμως τα PMOS τρανζίστορ απαιτούν τύπου-n υπόστρωμα, δημιουργούνται τύπου-n πηγάδια (well) για την κατασκευή τους μέσα σε αυτά (Σχήμα 1.4.1).



Σχήμα 1.4.1 Απλοποιημένη διατομή CMOS τεχνολογίας.

Κατά τη διαδικασία παραγωγής (fabrication) κάποιου CMOS κυκλώματος ακολουθείται μία σειρά βημάτων κατά τα οποία τα διάφορα επίπεδα του τσιπ καθορίζονται με τη χρήση φωτολιθογραφίας (photolithography). Σε μία απλή διαδικασία παραγωγής τα βήματα αυτά είναι τα εξής:

(α) Η διαδικασία ξεκινάει με τη δημιουργία των πηγαδιών τύπου-η (ή αλλιώς n-wells) πάνω σε ένα τύπου-ρ δίσκο πυριτίου (silicon wafer). Για τη δημιουργία των n-wells απαιτείται η νόθευση συγκεκριμένων περιοχών του υποστρώματος πυριτίου ώστε να αλλάξουν από τύπου-ρ σε τύπου-η. Προκειμένου να καθοριστούν οι περιοχές αυτές, το wafer οξειδώνεται σε υψηλές θερμοκρασίες (900° - 1200° C) με αποτέλεσμα να αντιδράσει το Si με το O₂ και να δημιουργηθεί μία προστατευτική ζώνη SiO₂ στην επιφάνεια του. Στη συνέχεια πάνω από το οξείδιο του πυριτίου εναποτίθεται οργανικό φωτοευαίσθητο υλικό (photoresist). (Σχήμα 1.4.2 (α))

(β) Το photoresist εκτίθεται μέσα από την n-well μάσκα σε υπεριώδη ακτινοβολία μαλακώνοντας το στις περιοχές εκείνες που πρέπει να δημιουργηθούν τα n-wells (Σχήμα 1.4.2 (β)). Το οξείδιο χαράσσεται με υδροφθορικό οξύ (HF) στις περιοχές που δεν προστατεύεται από το φωτοευαίσθητο υλικό.

(γ) Τα n-wells δημιουργούνται στις περιοχές που δεν καλύπτονται από οξείδιο με εμφύτευση ιόντων (ion implantation), με την επιτάχυνση των ιόντων νόθευσης (dopants) μέσω ηλεκτρικού πεδίου (Σχήμα 1.4.2 (γ)), και το υπόλοιπο photoresist αφαιρείται με ένα μείγμα οξέων (piranha etch).

(δ) Το wafer πυρακτώνεται και συνέχεια έχει ο σχηματισμός των πυλών. Για το σκοπό αυτό δημιουργείται ένα λεπτό στρώμα SiO₂ (Σχήμα 1.4.2 (δ)) όπως προηγουμένως και το wafer τοποθετείται σε ένα αντιδραστήρα με αέρια σιλανίου (silane-SiH₄) προκειμένου να αναπτυχθεί το πολυκρυσταλλικό πυρίτιο το οποίο είναι βαριά εμπλουτισμένο (Σχήμα 1.4.2 (ε)). Στη συνέχεια δημιουργούνται οι πύλες (Σχήμα 1.4.2 (στ)) και η επιφάνεια του wafer καλύπτεται από φωτοευαίσθητο υλικό (Σχήμα 1.4.2 (ζ)).

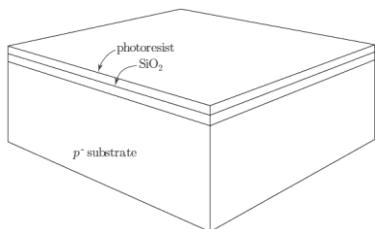
(ε) Οι περιοχές τύπου-η⁺ δημιουργούνται ακριβώς όπως δημιουργήθηκαν και τα n-wells, δηλαδή με την αφαίρεση του φωτοευαίσθητου υλικού και του οξειδίου με την n-diffusion μάσκα στις περιοχές που θα γίνει εμφύτευση ιόντων. Το πολυκρυσταλλικό πυρίτιο στην πύλη εμποδίζει τον εμπλουτισμό του καναλιού κατά στη δημιουργία των τύπου-η⁺ περιοχών (Σχήμα 1.4.2 (η),(θ)).

(στ) Η διαδικασία επαναλαμβάνεται και για τις τύπου-ρ⁺ περιοχές με τη χρήση της p-diffusion μάσκας (Σχήμα 1.4.2 (ι),(κ),(λ)).

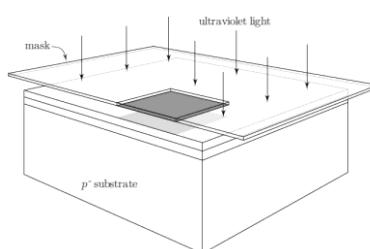
(ε) Στη συνέχεια ένα παχύ στρώμα οξειδίου εναποτίθεται πάνω στο wafer (Σχήμα 1.4.2 (μ)) για τη μόνωση του από τους μεταλλικούς ακροδέκτες που θα δημιουργηθούν,

ενώ το wafer πυρακτώνεται για την οδήγηση των ιόντων και των σχηματισμό των εμπλουτισμένων περιοχών (Σχήμα 1.4.2 (ν)). Το οξείδιο λειαίνεται (planarized) (Σχήμα 1.4.2 (ξ)) μέσω της διαδικασίας χημικού γυαλίσματος (chemical mechanical polishing) και το οξείδιο κόβεται με τη χρήση μάσκας στις περιοχές που θα σχηματιστούν οι ακροδέκτες (Σχήμα 1.4.2 (ο)).

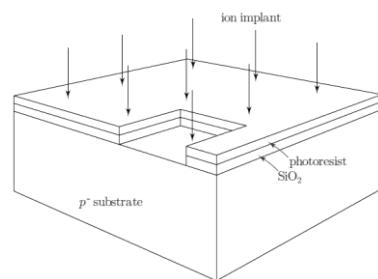
(ζ) Αλουμίνιο εναποτίθεται πάνω στη μάσκα γεμίζοντας τις οπές για τους ακροδέκτες (Σχήμα 1.4.2 (π)) ενώ τέλος το μέταλλο σχηματίζεται με τη χρήση μάσκας και πλάσματος που αφαιρεί το μέταλλο από όλες τις περιοχές εκτός από εκείνες που χρειάζονται για τη συρμάτωση (wiring) (Σχήμα 1.4.2 (ρ)). Πολλά επίπεδα μετάλλου μπορούν να δημιουργηθούν με τον ίδιο τρόπο.



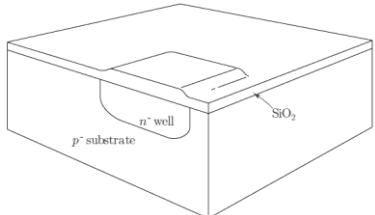
(α) Το wafer μετά την οξείδωση και την εναπόθεση του photoresist



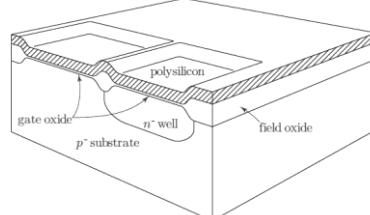
(β) Έκθεση σε υπεριώδη ακτινοβολία μέσω μάσκας για τον καθορισμό των περιοχών



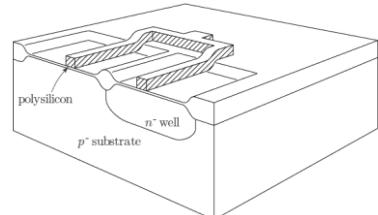
(γ) Εμφύτευση ιόντων-Ion Implantation



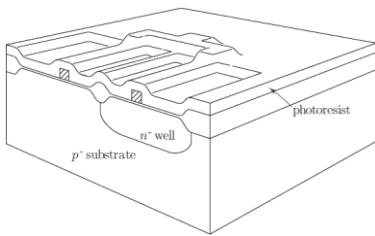
(δ) Πυράκτωση του wafer και ανάπτυξη ενός λεπτού στρώματος οξειδίου



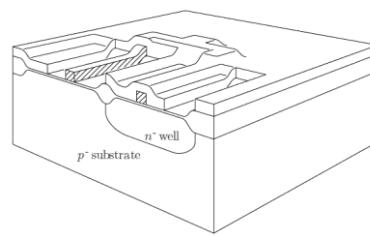
(ε) Εναπόθεση του polysilicon



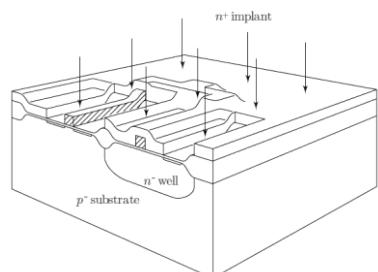
(στ) Σχεδιασμός και χάραξη των πυλών



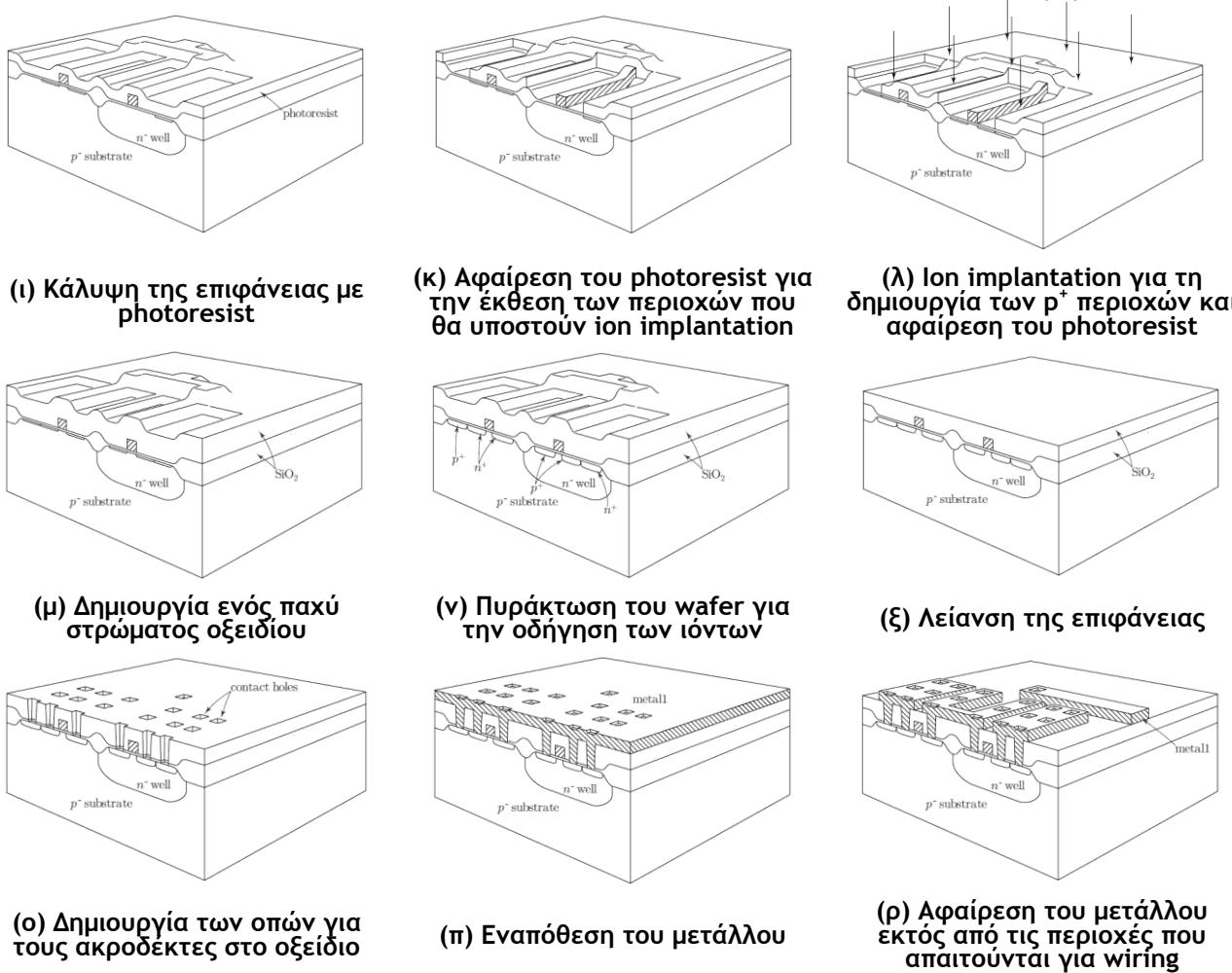
(ζ) Κάλυψη της επιφάνειας με photoresist



(η) Αφαίρεση του photoresist για την έκθεση των περιοχών που θα υποστούν ion implantation

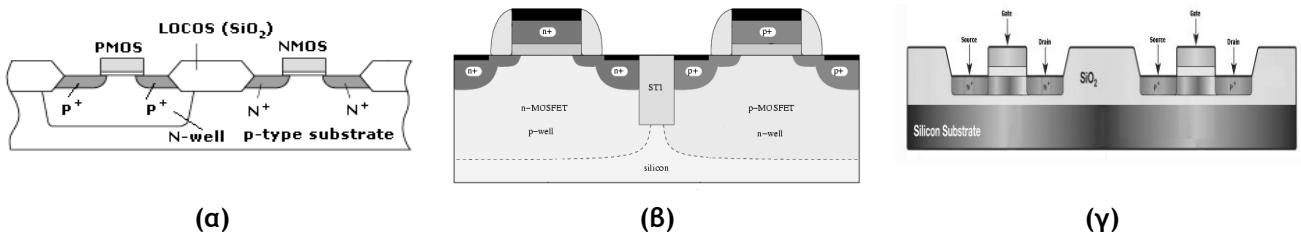


(θ) Ion implantation για τη δημιουργία των n+ περιοχών και αφαίρεση του photoresist



Σχήμα 1.4.2 Διαδικασία παραγωγής ενός CMOS wafer.

Για την απομόνωση και προστασία από τα παρασιτικά φαινόμενα των τρανζίστορ πάνω στο wafer χρησιμοποιούνται διάφορες τεχνικές. Η τεχνική των LOCOS (Local Oxidation Of Silicon), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.4.3 (α), χαρακτηρίζεται από την σταδιακή μετάβαση του λεπτού οξειδίου στην περιοχή κάτω από την πύλη σε παχύ ανάμεσα σε διαφορετικές διατάξεις. Το παχύ στρώμα οξειδίου χρειάζεται ώστε να μην μπορούν από σφάλμα να προκύψουν διασυνδέσεις που θα δημιουργήσουν παρασιτικά κανάλια. Η τεχνική STI (Swallow Trench Isolation) αρχίζει να κυριαρχεί. Μία τάφρος (trench), η οποία περιέχει οξειδίο γύρω από κάθε διάταξη την απομονώνει από τις υπόλοιπες, επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο περισσότερες διατάξεις να τοποθετούνται κοντύτερα η μία στην άλλη (Σχήμα 1.4.3 (β)). Ακόμα περισσότερη απομόνωση επιτυγχάνεται με την SOI (Silicon On Insulator) τεχνική όπου ολόκληρη η διάταξη περιβάλλεται από οξειδίο απομονώνοντας της τελείως από τις γειτονικές (Σχήμα 1.4.3 (γ)).



Σχήμα 1.4.3 Τεχνικές απομόνωσης των διατάξεων στις CMOS τεχνολογίες (a) LOCOS, (b) STI και (γ) SOI.

1.5 Μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ

Η CMOS τεχνολογία είναι η ηγετική τεχνολογία στον τομέα της ηλεκτρονικής και θα συνεχίσει για αρκετά χρόνια ακόμα. Αυτό οφείλεται στη δυνατότητα χρησιμοποίησης της σε ένα ευρύ πεδίο εφαρμογών. Η απόδοση και η πυκνότητα ενός CMOS τσιπ μπορεί να βελτιωθεί με την υποκλιμάκωση του MOS τρανζίστορ, που όπως φαίνεται από τα σημερινά δεδομένα και με βάση και το νόμο του Moore (ο αριθμός των τρανζίστορ σε ένα CMOS τσιπ διπλασιάζεται περίπου κάθε 1,5 χρόνο), το 2015 αν όχι νωρίτερα το μήκος της πύλης του MOS τρανζίστορ θα έχει συρρικνωθεί στα 15nm. Αυτό θα οδηγήσει σε ακόμα περισσότερες εφαρμογές σε VLSI κυκλώματα.

Αφού το τρανζίστορ είναι το βασικό στοιχείο στις CMOS τεχνολογίες, τότε στη σχεδίαση κυκλωμάτων βασικό ρόλο έχουν τα μοντέλα των MOS τρανζίστορ τα οποία περιγράφουν με μαθηματικό τρόπο τη συμπεριφορά του στοιχείου μέσα σε κάποιο κύκλωμα. Τα MOS μοντέλα χρησιμοποιούνται ευρέως από τους σχεδιαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων οι οποίοι βασίζονται στις προσομοιώσεις της σχεδίασης τους πριν το τελικό στάδιο της παραγωγής ενός κυκλώματος. Συγκεκριμένα η ακρίβεια των αποτελεσμάτων τα οποία προκύπτουν από τις προσομοιώσεις εξαρτάται από την ποιότητα των μοντέλων των στοιχείων και καθορίζει αν το κύκλωμα θα συμπεριφέρεται έτσι όπως έχει σχεδιαστεί.

Στα ψηφιακά μη-κρίσιμα κυκλώματα, ένα MOSFET μοντέλο μπορεί να είναι πολύ απλό. Στην πραγματικότητα μοντελοποιώντας το τρανζίστορ σαν ένα διακόπτη με on-off καταστάσεις θα ήταν επαρκές για μία σχεδίαση ενός κυκλώματος λογικής. Από τη στιγμή όμως που υπάρχουν κρίσιμες μεταβάσεις κατά τη λειτουργία ενός κυκλώματος, το μοντέλο θα πρέπει να μπορεί να καλύψει τη δυναμική συμπεριφορά του στοιχείου. Η μοντελοποίηση της δυναμικής συμπεριφοράς είναι επίσης σημαντική όταν η συχνότητα λειτουργίας προσεγγίζει το μέγιστο. Στην ψηφιακή σχεδίαση η ακρίβεια στην πρόβλεψη του ρεύματος και του φορτίου αποτελούν βασικές απαιτήσεις.

Τα αναλογικά κυκλώματα περιέχουν συνήθως μικρότερο αριθμό τρανζίστορ από τα ψηφιακά, εντούτοις εξαρτώνται σε μεγαλύτερο βαθμό από την ακριβή συμπεριφορά του κάθε τρανζίστορ. Η σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων υψηλής απόδοσης απαιτεί ένα λεπτομερές μοντέλο που θα περιλαμβάνει ακριβή περιγραφή των σχέσεων τάσεων-ρευμάτων, συμπεριλαμβανομένου και των φαινομένων που εισάγει η πηγή που συχνά δεν είναι στη γείωση, της δυναμικής συμπεριφοράς του στοιχείου καθώς και την επίδραση του θορύβου και της θερμοκρασίας. Η συνέχεια του ρεύματος καθώς και της παραγώγου του σε ολόκληρη την περιοχή λειτουργίας αποτελεί καθοριστικό παράγοντα στην σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων ενώ στα RF κυκλώματα εξαιρετικής σημασίας είναι η μοντελοποίηση του θορύβου και η μη στατική συμπεριφορά.

1.5.1 Τύποι MOSFET Μοντέλων

Για την μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ, έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα που περιγράφουν τη συμπεριφορά του με χρήση διαφορετικών προσεγγίσεων. Τα αριθμητικά μοντέλα (numerical models) χρησιμοποιούνται για να μελετηθεί η φυσική συμπεριφορά των τρανζίστορ μέσα από την επίλυση ενός συνόλου διαφορικών εξισώσεων που σχετίζονται με τα χαρακτηριστικά της διάταξης. Πιο συγκεκριμένα δέχονται σαν είσοδο μία λεπτομερή περιγραφή της τρισδιάστατης δομής της και ελέγχουν την ηλεκτρική συμπεριφορά υπό συγκεκριμένες συνθήκες, ενώ η απόκριση του μοντέλου ακολουθεί την επίλυση των σημειακών διαφορικών εξισώσεων που ισχύουν στην έκταση του στοιχείου. Παρόλο που αυτή η διαδικασία απεικονίζει με τον καλύτερο τρόπο την συμπεριφορά της διάταξης, απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ και μνήμη με αποτέλεσμα να αποτρέπεται η χρήση αριθμητικών μοντέλων στις προσομοιώσεις κυκλωμάτων.

Τα συμπαγή αναλυτικά μοντέλα (compact models) από την άλλη περιγράφουν τη συμπεριφορά των τρανζίστορ μέσα από ένα σύνολο απλοποιημένων εξισώσεων ή μέσα από ένα κυκλωματικό ισοδύναμο. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται υπολογιστική απόδοση αλλά η μεγάλη πρόκληση είναι να παραμείνουν αξιόπιστα κατά την προσομοίωση πολύπλοκων κυκλωμάτων.

Ένας άλλος τρόπος για την μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ είναι με τη χρήση πινάκων αναφοράς (table lookup models). Τα συγκεκριμένα μοντέλα χρησιμοποιούν μεγάλους πίνακες που περιέχουν δεδομένα μετρήσεων για πολλές διαφορετικές διατάξεις σε πολλές διαφορετικές πολώσεις. Ο τρόπος αυτός αν και είναι απλός εντούτοις δεν παρέχει ακρίβεια καθώς είναι αδύνατο να υπάρχουν δεδομένα για όλες τις πιθανές

συνθήκες λειτουργίας του τρανζίστορ ενώ η καταγραφή τους δεν είναι πλήρως αξιόπιστη.

Τα MOS μοντέλα μπορούν επίσης να διαχωριστούν σε εμπειρικά (empirical) και φυσικά (physics-based). Η πρώτη κατηγορία χρησιμοποιεί εμπειρικές σχέσεις που μπορούν να περιγράψουν τη συμπεριφορά του MOSFET και προκύπτουν από την παρατήρηση των μετρήσεων. Επειδή όμως η απόκριση του τρανζίστορ είναι αποτέλεσμα συνδυασμού πολλών φαινομένων, είναι πολύ δύσκολη η εμπειρική περιγραφή της με αποτέλεσμα αυτά τα μοντέλα να παρουσιάζουν προβλήματα αξιοπιστίας. Αντίθετα η δεύτερη κατηγορία μοντέλων βασίζεται στην εξαγωγή εξισώσεων εφαρμόζοντας τη φυσική θεωρία της διάταξης του τρανζίστορ. Τα μοντέλα της κατηγορίας αυτής πλεονεκτούν έναντι των εμπειρικών, καθώς μπορεί να απαιτούν πολύ κόπο μέχρι τη δημιουργία τους αλλά εν συνεχεία περιγράφουν με μεγαλύτερη ακρίβεια τη συμπεριφορά των MOSFETs.

Όποια προσέγγιση και να ακολουθεί ένα μοντέλο πρέπει να χρησιμοποιεί όσο το δυνατό πιο απλές εξισώσεις, που να χρειάζονται όσο το δυνατό λιγότερες επαναλήψεις για την επίλυση τους, προκειμένου να περιοριστεί ο χρόνος υπολογισμού τους κατά την προσομοίωση. Επιπλέον θα πρέπει να περιλαμβάνει το μικρότερο δυνατό αριθμό εξαρτώμενων από την τεχνολογία παραμέτρων προκειμένου να αποφευχθεί η χρονοβόρα διαδικασία εξαγωγής τους, η μελέτης της στατιστικής συμπεριφοράς τους, η θερμοκρασιακή τους εξάρτηση κλπ. Ένα καλό μοντέλο είναι ακριβές και γρήγορο, και θα πρέπει να μπορεί να παρέχει μία κατανοητή περιγραφή των ιδιοτήτων του τρανζίστορ ώστε να διευκολύνει το σχεδιασμό βέλτιστων αρχιτεκτονικών κυκλωμάτων. Για το σκοπό αυτό θα πρέπει το μοντέλο να είναι σαφές και να μη χρησιμοποιεί πολύπλοκες ή αλυσιδωτές εξισώσεις.

1.5.2 Compact Μοντέλα MOS Τρανζίστορ

Τα μοντέλα των MOS τρανζίστορ πρέπει να είναι συμπαγή και ακριβή ώστε να μπορούν να ανταπεξέλθουν στις απαιτήσεις των σύγχρονων σχεδιασμών. Ένα compact μοντέλο πρέπει μέσα από μαθηματικές εξισώσεις να μπορεί να απεικονίσει τους φυσικούς μηχανισμούς και να αναπαράγει τα χαρακτηριστικά των διατάξεων για διαφορετικές διαστάσεις, διάφορες θερμοκρασίες, διαφοροποιήσεις στην τεχνολογία κλπ. Επιπροσθέτως, πρέπει να αναπαριστά καλά τη συμπεριφορά του τρανζίστορ για ένα αρκετά μεγάλο εύρος συνθηκών λειτουργίας.

Οι παράμετροι του μοντέλου αποτελούν τη διεπαφή μεταξύ των σχεδιαστών-

χρηστών του μοντέλου και των κατασκευαστών που είναι μεγάλης σημασίας, καθώς συνήθως αυτές οι δύο κοινότητες βρίσκονται σε γεωγραφική απόσταση. Τα μοντέλα προκειμένου να είναι αποδεκτά σε ένα μεγάλο εύρος χρηστών, πρέπει να ανταποκρίνονται σε συγκεκριμένες απαιτήσεις ανάλογα με τις εφαρμογές των κυκλωμάτων τα οποία μπορεί να είναι: ψηφιακά, αναλογικά, RF, χαμηλής τάσης λειτουργίας, υψηλής ταχύτητας κ.λ.π, καθιστώντας τη μοντελοποίηση του τρανζίστορ αρκετά περίπλοκη.

Αρχικά, η μοντελοποίηση του MOSFET έδινε έμφαση στην ακριβή περιγραφή της συμπεριφοράς του στοιχείου. Παρόλα αυτά, με τις συνεχώς αυξανόμενες εφαρμογές καθώς και την πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων, η δυνατότητα γρήγορου υπολογισμού καθώς και η εύκολη εξαγωγή παραμέτρων άρχισαν να μετατρέπονται σε σημαντικούς παράγοντες. Έτσι, εμφανίστηκαν διάφορες προσεγγίσεις που μπορούν ενταχθούν στις τρεις κατηγορίες που ακολουθούν:

(α) Μοντέλα που βασίζονται στον υπολογισμό της τάσης κατωφλίου- V_T (Threshold Voltage based Models): Τα μοντέλα του Berkeley, LEVEL 1, LEVEL 2, LEVEL 3, BSIM1, BSIM2, BSIM3 και BSIM4 καθώς και το μοντέλο MM9 της εταιρίας Philips, ανήκουν σε αυτή την κατηγορία. Ένα Threshold Voltage based μοντέλο ακολουθεί μία απλοποιημένη προσέγγιση του Rao-Sah μοντέλου το οποίο απαιτεί πάρα πολλούς υπολογισμούς. Είναι μία προσέγγιση όπου η συμπεριφορά του MOSFET σε ασθενή και ισχυρή αναστροφή καθορίζεται με βάση την τάση κατωφλίου. Οι διαφορετικές εκδόσεις των μοντέλων του Berkeley εκπροσωπούν τρεις γενιές των μοντέλων. Το BSIM1 αντιπροσωπεύει μιας δεύτερης γενιάς προσέγγιση, η οποία περιλαμβανει τις διαστάσεις της διάταξης στις εξισώσεις του μοντέλου αλλά εισήγαγε πολλές παραμέτρους. Το BSIM3 αντιπροσωπεύει μια τρίτης γενιάς προσέγγιση, όπου τόσο η υπολογιστική αντοχή και η φυσική βάση αποτελούν τις κατευθυντήριες γραμμές. Και ενώ ο ολοένα αυξανόμενος αριθμός παραμέτρων του μοντέλου εισάγει μία σημαντική ανησυχία σχετικά με αυτή την προσέγγιση, παραμένει ένα de facto βιομηχανικό πρότυπο.

(β) Μοντέλα που βασίζονται στον υπολογισμό του φορτίου αναστροφής- Q_o (Charge based Models): Σε αυτή την κατηγορία μοντέλων το ρεύμα στην υποδοχή υπολογίζεται με βάση την πυκνότητα του φορτίου αναστροφής στην πηγή και την υποδοχή. Αυτή η φυσική προσέγγιση είναι εξαιρετικά αποτελεσματική στη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων χαμηλής τάσης, έχει τις ελάχιστες δυνατές απαιτήσεις όσον αφορά το εμπειρικό ταίριασμα και παρέχει σχετικά εύκολη διαδικασία εξαγωγής παραμέτρων. Τα EKV2.6, EKV3, ACM και BSIM5 ανήκουν σε αυτή την κατηγορία.

(γ) Μοντέλα που βασίζονται στον υπολογισμό του δυναμικού επιφανείας- Ψ_S

(Surface Potential based Models): Σε αυτή την κατηγορία ανήκουν τα μοντέλα Philips MM11, HiSIM και PSP (συνδυασμός των μοντέλων MM11 και SP). Σε αυτά τα μοντέλα το ρεύμα στην υποδοχή υπολογίζεται με βάση το δυναμικό επιφανείας στην πηγή και την υποδοχή. Οι αρχικές υπολογιστικές απαιτήσεις που χρειάζονται για τον υπολογισμό του δυναμικού επιφανείας, ξεπεράστηκε από αποδοτικούς ή αναλυτικούς αλγόριθμους. Είναι επίσης φυσικά μοντέλα όπως και τα charge-based και γι' αυτό παρουσιάζουν πλεονεκτήματα στις προσομοιώσεις RF κυκλωμάτων ενώ ανταποκρίνονται καλά στα φαινόμενα που υπάρχουν εξαιτίας της υποκλιμάκωσης.

1.6 Μοντελοποίηση σε Υψηλές Συχνότητες

Η συνεχής υποκλιμάκωση έχει καταστήσει τις CMOS τεχνολογίες σημαντικές για τα RF συστήματα. Εξαιτίας αυτού υπάρχει μια ισχυρή απαίτηση για compact μοντέλα που να μπορούν να περιγράψουν με ακρίβεια και την περιοχή των υψηλών συχνοτήτων. Όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στις χαμηλές συχνότητες (low frequencies-LF) τότε θεωρούμε ότι συμπεριφέρεται σχεδόν στατικά ή ημι-στατικά (quasi-static-QS) και η συχνότητα λειτουργίας δεν επηρεάζει τη συμπεριφορά του. Η παραδοχή αυτή θέλει τις τάσεις στους ακροδέκτες να μεταβάλλονται «αρκετά αργά» ώστε η απόκριση του τρανζίστορ στις αλλαγές αυτές να είναι άμεση.

Ποιο συγκεκριμένα εάν $u_D(t)$, $u_G(t)$, $u_S(t)$ και $u_B(t)$ οι τάσεις στους τέσσερις ακροδέκτες του τρανζίστορ, οι οποίες μεταβάλλονται στο χρόνο, τότε σε οποιοδήποτε σημείο στο κανάλι τα φορτία ανά μονάδα επιφανείας σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή t' , θεωρούνται ίδια με αυτά που θα υπήρχαν εάν σταθερές (DC) τάσεις $V_D = u_D(t')$, $V_G = u_G(t')$, $V_S = u_S(t')$ και $V_B = u_B(t')$ εφαρμοζόντουσαν στους ακροδέκτες. Επίσης στην quasi-static λειτουργίας ο χρόνος διάδοσης στο κανάλι θεωρείται μηδέν. Στην περίπτωση αυτή τα φορτία στο τρανζίστορ, και κατ' επέκταση το ρεύμα, μπορούν να υπολογιστούν ακριβώς όπως και στην περίπτωση που εφαρμόζονται DC τάσεις στους ακροδέκτες του.

Η quasi-static συμπεριφορά έχει ένα άνω όριο συχνότητας για την οποία ισχύει. Πάνω από το όριο αυτό ο ρυθμός εναλλαγής των τάσεων είναι αρκετά υψηλός, η quasi-static παραδοχή παύει να ισχύει και τα φορτία χρειάζονται χρόνο να προσαρμοστούν στις αλλαγές των τάσεων. Αυτό οφείλεται στην κατανεμημένη φύση του τρανζίστορ καθώς η πυκνότητα των φορτίων στο κανάλι δεν εξαρτάται μόνο από τη στιγμιαία τιμή των τάσεων αλλά και από το ιστορικό στις τιμές των τάσεων που οδήγησε στην πυκνότητα των φορτίων στο κανάλι σε συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Το τρανζίστορ παρουσιάζει πλέον μη-στατική συμπεριφορά (non quasi-static-NQS) και ο χρόνος

διάδοσης στο κανάλι δεν μπορεί να θεωρηθεί μηδενικός καθώς μία τέτοια προσέγγιση θα εισήγαγε μη-αμελητέα σφάλματα.

Στη δυναμική-NQS λειτουργία προκαλούνται αλλαγές στα φορτία οι οποίες δεν προβλέπονται από την dc ανάλυση. Εάν για παράδειγμα η τάση ανάμεσα στην πύλη και την πηγή U_{GS} μεταβάλλεται με γρήγορο ρυθμό τότε η ζώνη αναστροφής δεν έχει ακαριαία απόκριση με αποτέλεσμα (α) το ρεύμα I_D στην υποδοχή να μην είναι συμφασικό με την τάση U_{GS} αλλά να εμφανίζει υστέρηση και (β) η αντίσταση κατά μήκος της ζώνης αναστροφής εμφανίζεται πλέον σε σειρά με τη χωρητικότητα της πύλης με αποτέλεσμα η πτώση τάσης μικρού σήματος κατά μήκος της αντίστασης να μην μπορεί να αγνοηθεί καθώς το ρεύμα πύλης μικρού σήματος είναι αρκετά σημαντικό. Μοντέλα τα οποία ενσωματώνουν τη *non quasi-static* συμπεριφορά ονομάζονται NQS. Η δημιουργία ενός NQS μοντέλου δεν είναι απλή διαδικασία ενώ διαφορετικές προσεγγίσεις υπάρχουν όταν το τρανζίστορ λειτουργεί υπό συνθήκες μικρού ή μεγάλου σήματος (small- or large-signal).

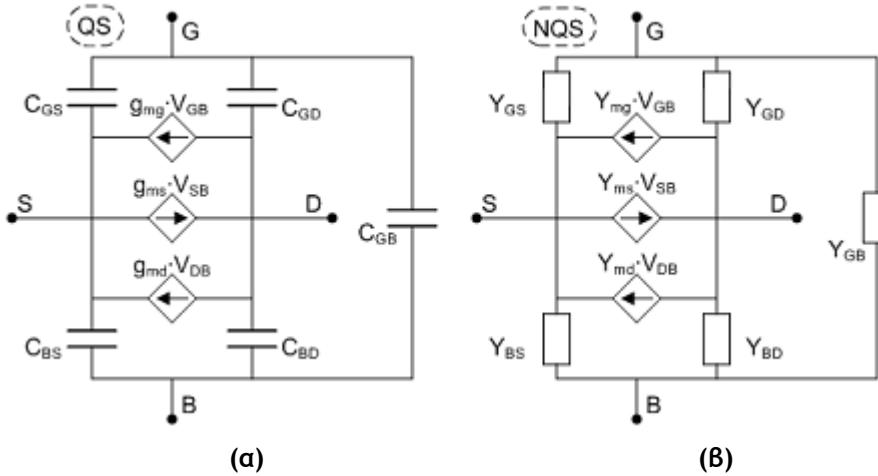
1.6.1 Λειτουργία Μικρού Σήματος

Όταν το τρανζίστορ λειτουργεί υπό συνθήκες μικρού σήματος δεχόμαστε ότι η μεταβολή του σήματος είναι τόσο μικρή που όλες οι μη-γραμμικότητες του στοιχείου μπορούν να αγνοηθούν. Η συμπεριφορά του τρανζίστορ μοντελοποιείται με γραμμικά στοιχεία και γραμμικές εξισώσεις, γύρω από ένα DC σημείο λειτουργίας (επίπεδα τάσεων και ρευμάτων όταν δεν εφαρμόζεται σήμα), που μπορεί να είναι αρκετά ακριβείς για μικρές αποκλίσεις γύρω από αυτό το σημείο. Συγκεκριμένα σε συνθήκες μικρού σήματος το σήμα εξόδου είναι αντίγραφο του σήματος εισόδου αν εξαιρέσουμε την όποια διαφορά πλάτους. Η μέτρηση της απόκρισης του τρανζίστορ για μικρού σήματος είσοδο γίνεται με ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας, συνήθως με τη μέτρηση των S-παραμέτρων (Scattering parameters).

Αντίθετα, όταν το τρανζίστορ λειτουργεί υπό συνθήκες μεγάλου σήματος τότε στην έξοδο του εμφανίζονται μη-γραμμικότητες όπως αποκοπή του σήματος εξόδου ή διάφορες άλλες παραμορφώσεις. Στη λειτουργία μεγάλου σήματος η μη-γραμμική απόκριση του τρανζίστορ πρέπει να μοντελοποιηθεί, καθώς πλέον το DC σημείο λειτουργίας επηρεάζεται από την ισχύ του σήματος εισόδου. Για τη μέτρηση της απόκρισης του τρανζίστορ για μεγάλου σήματος είσοδο γίνεται ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (transient).

Μόνο για τη λειτουργία μικρού σήματος, μιας πρώτης τάξης μοντελοποίηση της

NQS συμπεριφοράς του τρανζίστορ μπορεί να γίνει με τον απλό τρόπο της αντικατάστασης του εσωτερικού (intrinsic) μέρους του τρανζίστορ από ένα δίκτυο διαγωγιμοτήτων με πραγματικό και φανταστικό μέρος, Σχήμα 1.6.1 (β). Στην περίπτωση της quasi-static λειτουργίας το δίκτυο αυτό εκφυλλίζεται σε ένα δίκτυο πραγματικών διαγωγιμοτήτων και διαχωρητικοτήτων όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6.1 (α).



Σχήμα 1.6.1 Μοντέλα μικρού σήματος (α) quasi-static (β) non quasi-static.

Η QS και NQS λειτουργίες οριοθετούνται από την QS συχνότητα ω_{qs} , που αντιστοιχεί στη σταθερά χρόνου (time constant- τ_{qs}) του καναλιού που δίνεται από τη σχέση:

$$\tau_{qs} = \frac{1}{\omega_{qs}}. \quad (1.6.1.1)$$

Η κανονικοποιημένη QS συχνότητα Ω_{qs} εξαρτάται από τις τάσεις στους ακροδέκτες όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\Omega_{qs} \stackrel{\Delta}{=} \frac{\omega_{qs}}{\omega_{spec}} = \frac{\tau_{spec}}{\tau_{qs}} = 30 \frac{(q_s + q_d + 1)^3}{4q_s^2 + 4q_d^2 + 12q_s q_d + 10q_s + 10q_d + 5}, \quad (1.6.1.2)$$

όπου q_s η κανονικοποιημένη πυκνότητα του φορτίου αναστροφής στην πηγή, q_d η κανονικοποιημένη πυκνότητα του φορτίου αναστροφής στην υποδοχή και:

$$\omega_{spec} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{\tau_{spec}} = \frac{\mu U_T}{L^2}, \quad (1.6.1.3)$$

όπου U_T η θερμοδυναμική τάση:

$$U_T \stackrel{\Delta}{=} kT/q, \quad (1.6.1.4)$$

με κ την σταθερά Boltzmann, η στοιχειώδες φορτίο και Τ την απόλυτη θερμοκρασία. Η θερμοδυναμική τάση είναι ένα μέτρο της θερμικής ενέργειας των ηλεκτρονίων και καθώς εμφανίζεται στις εξισώσεις μοντελοποίησης του MOS τρανζίστορ είναι περισσότερο η φυσική μονάδα για τάσεις για διατάξεις και κυκλώματα από την καθιερωμένη μονάδα του 1V. Η τιμή της είναι 25.8 mV στους 300 K ή 27° C.

1.6.2 Λειτουργία Μεγάλου Σήματος

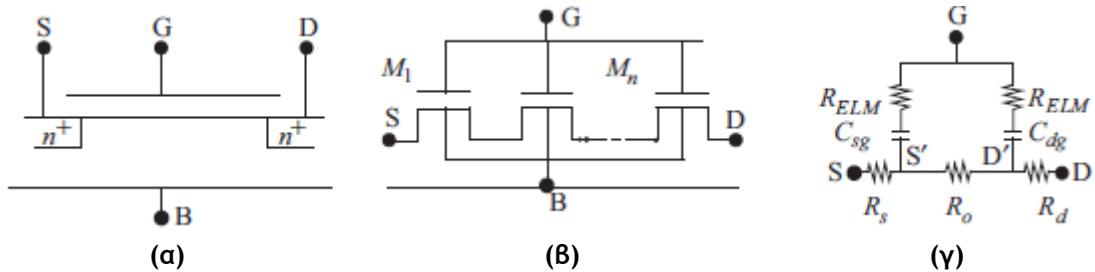
Καθώς οι απαιτήσεις για μεγαλύτερη απόδοση του MOSFET εντείνονται, η ανάγκη για ακριβή πρόβλεψη της συμπεριφοράς του τρανζίστορ κοντά στη συχνότητα αποκοπής ή σε πολύ γρήγορη δυναμική λειτουργία, σε συνθήκες μικρού αλλά και μεγάλου σήματος γίνεται επιτακτική. Όταν ένα τρανζίστορ οδηγείται από μεγάλο σήμα εισόδου με πολύ μικρό χρόνο ανόδου ή στις πολύ υψηλές συχνότητες, η υπόθεση ότι το φορτίο στο κανάλι είναι μόνο συνάρτηση των τάσεων στους ακροδέκτες δεν είναι αρκετή. Το φορτίο στο κανάλι πρέπει να εκφραστεί όπως στην παρακάτω σχέση προκειμένου να συμπεριλαμβάνει τα NQS φαινόμενα:

$$Q_n(t) = Q(t, V_j(t)), \quad \text{όπου} \quad j = S, D, G, B. \quad (1.6.2.1)$$

Όλα τα σύγχρονα compact μοντέλα ενσωματώνουν κάποια τεχνική για τη μοντελοποίηση της NQS συμπεριφοράς. Συγκεκριμένα, το BSIM μοντέλο χωρίζει το τρανζίστορ σε N τρανζίστορ μικρότερου μήκους καναλιού. Το RC δίκτυο που αναπαριστά το κατανεμημένο κανάλι αντικαθίσταται από το ισοδύναμο RC Elmore δίκτυο που οποίο διατηρεί στη χαμηλότερη συχνότητα τους πόλους του καναλιού. Η τιμή της αντίστασης Elmore δίνεται από τη σχέση:

$$R_{Elmore} \approx \frac{L}{\epsilon \mu W C_{ox} (V_{GS} - V_{TH})}, \quad (1.6.2.2)$$

όπου ϵ η σταθερά Elmore, με τιμή τέτοια ώστε να έχουμε πόλους στη χαμηλότερη συχνότητα. Η παραπάνω προσέγγιση απεικονίζεται στο Σχήμα 1.6.2. Η κατανεμημένη RC αναπαράσταση του καναλιού, όπου το αρχικό τρανζίστορ αντικαθίστανται από μία σειρά μικρότερων MOSFET, είναι τέτοια ώστε για κάθε «υπο-τρανζίστορ» η quasi-static προσέγγιση αρκεί. Αυτή την τεχνική συνδυάζεται στο BSIM μοντέλο με την τεχνική χαλαρού χρόνου (relaxation time) προκειμένου να μπορεί υποστηριχθεί η NQS συμπεριφορά και ταυτόχρονα να μειωθεί η πολυπλοκότητα της προσομοίωσης.



Σχήμα 1.6.2 (α) Αρχικό τρανζίστορ, (β) κατάτμηση σε μικρότερα τρανζίστορ και (γ) ισοδύναμο RC Elmore RC κύκλωμα.

Το HiSIM μοντέλο προσεγγίζει την NQS συμπεριφορά με ένα μοντέλο φορτίων με χρονική εξάρτηση. Πιο συγκεκριμένα τα φορτία στο κανάλι σε NQS λειτουργία σε σχέση με την καθυστέρηση διάδοσης τ υπολογίζονται από τον τύπο:

$$q(t_i) = q(t_{i-1}) + \frac{t_i - t_{i-1}}{\tau} [Q(t_i) - q(t_{i-1})], \quad (1.6.2.3)$$

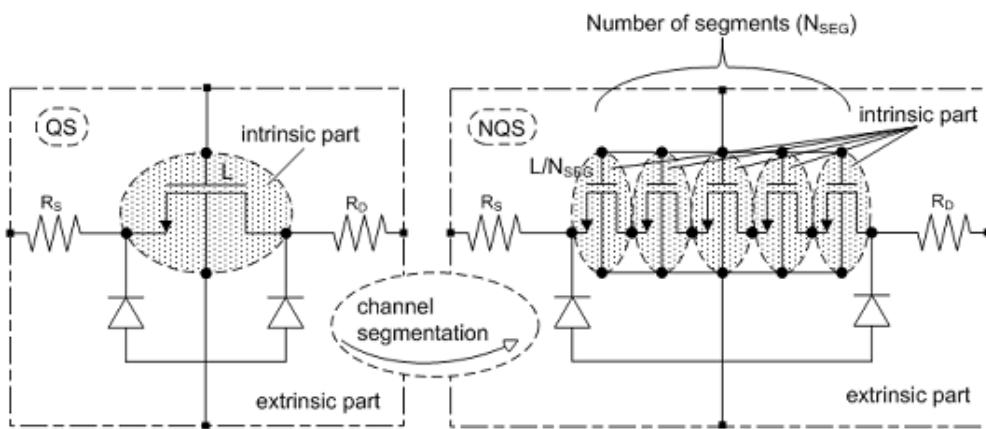
όπου $q(t_i)$ και $Q(t_i)$ η πυκνότητα του NQS και του QS φορτίου αντίστοιχα τη χρονική στιγμή t_i , ενώ t_{i-1} η αμέσως προηγούμενη χρονική στιγμή. Από την εξίσωση φαίνεται ότι τα φορτία σε NQS υστερούν πάντα κατά τ , το οποίο περιλαμβάνει τους μηχανισμούς υστέρησης εξαιτίας των φαινομένων διάχυσης και ολίσθησης, σε σχέση με αυτά της QS λειτουργίας. Η τεχνική της χρονικής εξάρτησης φορτίων που χρησιμοποιείται στο μοντέλο HiSIM και αυτή του Elmore RC δικτύου του μοντέλου BSIM είναι από θεωρητικής άποψης ισοδύναμες.

Το EKV3 μοντέλο χρησιμοποιεί την τεχνική της κατάτμησης καναλιού (channel segmentation), στην οποία το κανάλι του τρανζίστορ θεωρείται σαν μία σειρά N μικρότερων καναλιών, εισάγοντας μια σειρά εσωτερικών κόμβων. Έτσι χρησιμοποιεί το ήδη υπάρχον quasi-static μοντέλο προκειμένου να προσεγγίσει την non quasi-static συμπεριφορά. Με την εισαγωγή των ενδιάμεσων κόμβων, το κανάλι πλησιάζει τη δομή γραμμικής μεταφοράς όπου τα ενδιάμεσα σημεία μπορούν να έχουν διαφορετική τάση και φορτίο ανάλογα με την καθυστέρηση που απαιτείται. Η προσέγγιση αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 1.6.3. Καθώς όμως η τεχνική του channel segmentation εισάγει μία αυξημένη πολυπλοκότητα κατά την προσομοίωση εξαιτίας των εσωτερικών κόμβων, το EKV3 χρησιμοποιεί την προσέγγιση της μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού ώστε η κατάτμηση να γίνει στο βέλτιστο αριθμό τμημάτων.

Τέλος το PSP μοντέλο χρησιμοποιεί την τεχνική της συμπαράθεσης καμπυλών (spline collocation). Η τεχνική αυτή βασίζεται στη μετατροπή της μερικά διαφορικής εξίσωσης που εκφράζει τη συνέχεια του ρεύματος:

$$\frac{\partial q_i}{\partial t} + \frac{1}{L^2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\mu \left(\frac{q_i}{d\varphi_s / d\varphi_t} - \varphi_t \right) \frac{\partial q_i}{\partial y} \right] = 0, \quad (1.6.2.4)$$

όπου q_i η πυκνότητα του ανάστροφου φορτίου, σε ένα σύστημα από συνήθεις διαφορικές εξισώσεις (με αριθμό ίσο με τον αριθμό των collocation σημείων) που μπορούν εύκολα να επιλυθούν από τον προσομοιωτή. Η επίλυση των επιμέρους συνήθων διαφορικών εξισώσεων δίνει το ανάστροφο φορτίο στα collocation σημεία μες το κανάλι. Η ακρίβεια της μεθόδου μπορεί να αυξηθεί με την αύξηση των collocation σημείων. Συνήθως τρία τέτοια σημεία αρκούν.



Σχήμα 1.6.3 Απεικόνιση της τεχνικής του channel segmentation όπου ένα quasi-static μοντέλο μπορεί να επεκταθεί σε ένα quasi-static μοντέλο αντικαθιστώντας το κανάλι του τρανζίστορ από μία ακολουθία καναλιών με υποπολλαπλάσιο μήκος τρόπο ώστε τα δύο μοντέλα να έχουν συνολικά το ίδιο μήκος.

Κεφάλαιο 2ο : Το EKV3 MOSFET Μοντέλο

Το EKV μοντέλο αρχικά, αναπτύχθηκε για να χρησιμοποιηθεί στη σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πολύ χαμηλής ισχύος, όπου τα τρανζίστορ δεν λειτουργούν μόνο στην ισχυρή αναστροφή αλλά και στην ασθενή και μέτρια. Το EKV ήταν το πρώτο μοντέλο που εισήγαγε μονοσήμαντες αναλυτικές εξισώσεις για το ρεύμα, τις διαγωγιμότητες, τις εσωτερικές χωρητικότητες, τις NQS μιγαδικές διαγωγιμότητες, το θόρυβο κλπ οι οποίες ισχύουν και σε όλα τα επίπεδα αναστροφής - από την ασθενή, στη μέτρια και ισχυρή αναστροφή και σε όλες τις περιοχές λειτουργίας - από την γραμμική λειτουργία μέχρι τον κορεσμό. Το EKV είναι ένα αναλυτικό μοντέλο που βασίζεται στη θεωρία του επιφανειακού φορτίου (charge sheet theory), ενώ εκμεταλλεύεται την εγγενή συμμετρία των MOS τρανζίστορ χρησιμοποιώντας σαν ακροδέκτη αναφοράς για όλες τις τάσεις στους ακροδέκτες το υπόστρωμα. Το μοντέλο EKV αποτέλεσε τον πυρήνα για την ανάπτυξη του compact EKV3 μοντέλου, το οποίο συνυπολογίζει φαινόμενα ανώτερης τάξης που εμφανίζονται στις σύγχρονες CMOS τεχνολογίες.

2.1 Το Ιδανικό Μοντέλων Φορτίων

Στη συγκεκριμένη ενότητα παρουσιάζονται οι βασικές εξισώσεις που χρησιμοποιούνται από το EKV μοντέλο προκειμένου να περιγραφεί η λειτουργία ενός MOS τρανζίστορ. Οι εξισώσεις αφορούν το εσώτερο μέρος του τρανζίστορ και συγκεκριμένα το κανάλι χωρίς να συνυπολογίζονται άλλα φαινόμενα ανώτερης ή όχι τάξης που επηρεάζουν τη λειτουργία του.

2.1.1 Μοντελοποίηση Δυναμικού Επιφανείας και Ανάστροφου Φορτίου

Το EKV βασίζεται στο δυναμικό επιφανείας προκειμένου να υπολογίσει τα φορτία στο κανάλι και στη συνέχεια από αυτά να υπολογίσει όλα τα υπόλοιπα μεγέθη όπως ρεύματα, τάσεις, διαγωγιμότητες που αποτελούν τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τρανζίστορ.

Το συνολικό φορτίο σε ένα σημείο του καναλιού υπολογίζεται εφαρμόζοντας το νόμο του Gauss, μέσω της εξίσωσης:

$$Q'_{c} = -C'_{ox} \cdot (V_G - V_{FB} - \psi_s), \quad (2.1.1.1)$$

ενώ το φορτίο στη ζώνη απογύμνωσης του υποστρώματος από την εξίσωση:

$$Q'_{\text{B}} = -\sqrt{2q\varepsilon_{si}N_{\text{sub}}\psi_s}, \quad (2.1.1.2)$$

όπου ε_{si} η επιτρεψιμότητα του ημιαγωγού του υποστρώματος, N_{sub} η συγκέντρωση των φορέων νόθευσης στο υπόστρωμα. Οι φυσικές παράμετροι t_{ox} , N_{sub} και V_{FB} είναι οι βασικότερες για την περιγραφή του MOS τρανζίστορ. Εν συνεχεία το ανάστροφο φορτίο εκφράζεται ως:

$$Q'_{\text{I}} = Q'_{\text{C}} - Q'_{\text{B}} = -C'_{\text{ox}} \cdot (V_G - V_{FB} - \psi_s - \gamma\sqrt{\psi_s}), \quad (2.1.1.3)$$

όπου

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\varepsilon_{si}N_{\text{sub}}}}{C'_{\text{ox}}}, \quad (2.1.1.4)$$

η παράμετρος για το φαινόμενο σώματος. Η σχέση ανάμεσα στο ανάστροφο φορτίο Q'_{I} και στο δυναμικό επιφανείας ψ_s για σταθερή τάση στην πύλη είναι σχεδόν γραμμική. Από τη αυτή τη γραμμική σχέση εξάγεται ο παράγοντας n_q (inversion charge linearization factor) όπως φαίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$n_q \equiv \frac{\partial(Q'_{\text{I}}/C'_{\text{ox}})}{\partial\psi_s} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_s}}. \quad (2.1.1.5)$$

Αν αγνοήσουμε την πυκνότητα του ανάστροφου φορτίου στην (2.1.1.3) λαμβάνουμε το δυναμικό αποκοπής επιφανείας ψ_p ,

$$\psi_p \equiv \psi_s|_{Q_i=0} = V_G - V_{FB} + \gamma \cdot \left[\frac{\gamma}{2} - \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_G - V_{FB}} \right], \quad (2.1.1.6)$$

οπότε τι ανάστροφο φορτίο μπορεί πλέον να εκφραστεί ως:

$$Q'_{\text{I}} \equiv n_q \cdot C'_{\text{ox}} \cdot (\psi_s - \psi_p), \quad (2.1.1.7)$$

Στη συνέχεια η τάση αποκοπής V_p ορίζεται ως:

$$V_p \equiv \psi_p - \psi_0, \quad (2.1.1.8)$$

με

$$\psi_0 \approx 2\Phi_F = 2U_T \ln\left(\frac{n_i}{N_{sub}}\right), \quad (2.1.1.9)$$

όπου Φ_F η τάση Fermi του υποστρώματος και n_i η εσωτερική συγκέντρωση φορέων. Σε θερμοκρασία $T=300K$, $n_i=1.45\times10^{10} \text{ cm}^{-3}$.

Η τάση αποκοπής μπορεί να προσεγγιστεί και ως:

$$V_p \approx \frac{V_G - V_{T0}}{n}, \quad (2.1.1.10)$$

όπου

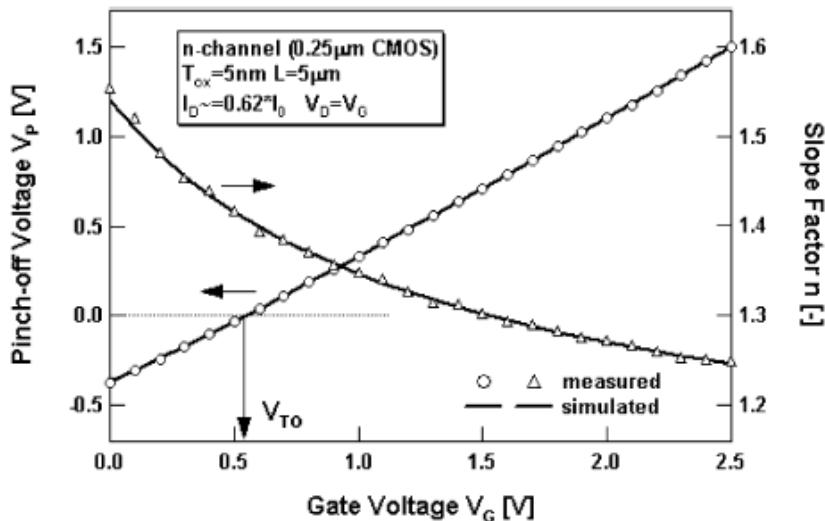
$$V_{T0} = V_{FB} + \psi_0 + \gamma \sqrt{\psi_0}, \quad (2.1.1.11)$$

και ο ο παράγοντας κλίσης (slope factor),

$$n \equiv \left[\frac{\partial \psi_p}{\partial V_G} \right]^{-1} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_p}} \quad (2.1.1.12)$$

Οι παράγοντες n_q και ο θεωρητικά είναι παρόμοιοι. Παρόλα αυτά ο παράγοντας n_q εμφανίζεται στις κανονικοποιημένες ποσότητες για τα φορτία και τα ρεύματα ενώ ο παράγοντας η σχετίζεται με το φαινόμενο σώματος.

Στο Σχήμα 2.1 φαίνεται η τάση αποκοπής και ο παράγοντας κλίσης όπως υπολογίζονται από τις (2.1.1.10) και (2.1.1.12).



Σχήμα 2.1.1 Τάση αποκοπής και παράγοντας κλίσης ως προς την τάση V_G στην πύλη. Μετρήσεις για NMOS τρανζίστορ τεχνολογίας $0.25\mu\text{m}$ κα προσομοιώσεις με το EKV3 μοντέλο.

2.1.2 Μοντελοποίηση του ρεύματος υποδοχής

Η συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος σε MOS τρανζίστορ είναι:

$$I_D = \mu \cdot W \cdot \left(-Q'_I \cdot \frac{\partial \psi_s}{\partial x} + U_T \cdot \frac{\partial Q'_I}{\partial x} \right). \quad (2.1.2.1)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση:

$$\frac{\partial \psi_s}{\partial x} \cong \frac{1}{n_q} \frac{\partial Q'_I}{\partial x}, \quad (2.1.2.2)$$

μπορούμε να ολοκληρώσουμε το ρεύμα καναλιού I_D από την πηγή μέχρι την υποδοχή σε σχέση με τις πυκνότητες των ανάστροφων φορτίων στην πηγή και στην υποδοχή, q_s και q_d αντίστοιχα, ως:

$$I_D = 2 \cdot n_q \cdot U_T^2 \cdot \mu \cdot C'_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot [q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d]. \quad (2.1.2.3)$$

Έτσι το ρεύμα καναλιού μπορεί να εκφραστεί με βάση την εμπρός και ανάστροφη συνιστώσα του κανονικοποιημένου ρεύματος, i_f και i_r αντίστοιχα, όπως παρακάτω:

$$I_D = I_{spec} \cdot (i_f - i_r) \begin{cases} i_f = q_s^2 + q_s \\ i_r = q_d^2 + q_d, \end{cases} \quad (2.1.2.4)$$

όπου I_{spec} ο παράγοντας:

$$I_{spec} = 2 \cdot n_q \cdot B \cdot U_T^2, \quad (2.1.2.5)$$

με

$$B = \mu \cdot C'_{ox} \frac{W}{L}. \quad (2.1.2.6)$$

Τέλος, η σχέση ανάμεσα στην τάση αποκοπής, στην πυκνότητα του φορτίου και στην τάση στο κανάλι (v_{ch}) η οποία ισχύει κατά μήκος όλου του καναλιού είναι:

$$v_p - v_{ch} = 2q_i + \ln(q_i) \quad \begin{cases} v_p - v_s = 2q_s + \ln(q_s) \\ v_p - v_d = 2q_d + \ln(q_d). \end{cases} \quad (2.1.2.7)$$

Η παραπάνω σχέση αναδεικνύει την γραμμική σχέση ανάμεσα στα φορτία και τις τάσεις που αντιστοιχούν σε ισχυρή αναστροφή ($V_P - V_{S,D} > 0$) αλλά και τη λογαριθμική που προκύπτει σε ασθενή αναστροφή ($V_P - V_{S,D} < 0$). Από τις σχέσεις αυτές είναι εύκολη η εξαγωγή του ρεύματος και των διαγωγιμοτήτων που ισχύουν τόσο σε ισχυρή όσο και σε ασθενή αναστροφή αλλά και σε λειτουργία κορεσμού και μη με βάση τις σχέσεις των V_D και V_S .

2.1.3 Μοντελοποίηση Διαγωγιμοτήτων

Η σχέση ανάμεσα στις διαγωγιμότητες και στις πυκνότητες του ανάστροφου φορτίου εκφράζεται από τις σχέσεις:

$$g_{ms} = Y_{spec} \cdot q_s \quad \text{και} \quad g_{md} = Y_{spec} \cdot q_d , \quad (2.1.3.1)$$

όπου

$$Y_{spec} = 2 \cdot n_q \cdot \beta \cdot U_T . \quad (2.1.3.2)$$

Από τις σχέσεις ανάμεσα στο κανονικοποιημένο ρεύμα και φορτίο, μπορεί να εξαχθεί και η σχέση ανάμεσα στη διαγωγιμότητα και το κανονικοποιημένο ρεύμα:

$$\frac{g_{ms} \cdot U_T}{I_D} = \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + i_f}} \quad \text{και} \quad \frac{g_{md} \cdot U_T}{I_D} = \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + i_r}} . \quad (2.1.3.3)$$

Κάποιες επιπλέον σχέσεις ανάμεσα στις διαγωγιμότητες είναι:

$$g_m = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n} \quad \text{και} \quad g_{mb} = \frac{n-1}{n} (g_{ms} - g_{md}) . \quad (2.1.3.4)$$

2.1.4 Μοντελοποίηση Εσωτερικών Φορτίων και Διαχωρητικοτήτων

Με την ολοκλήρωση των σημειακών πυκνοτήτων των φορτίων κατά μήκος του καναλιού του τρανζίστορ μπορεί να υπολογιστεί το ολικό φορτίο αναστροφής και απογύμνωσης. Κάθε μέρος του φορτίου καναλιού αποδίδεται είτε στην πηγή, είτε στην πύλη όπως περιγράφεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$Q_I = W \cdot \int_0^L Q'_I \cdot dx , \quad (2.1.4.1)$$

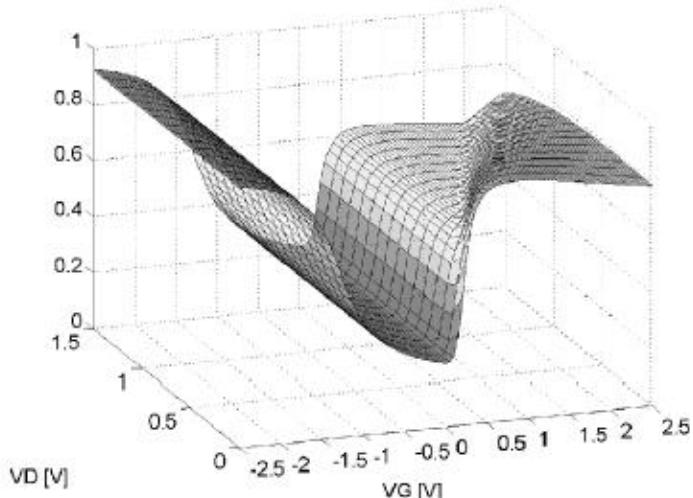
$$Q_D = W \cdot \int_0^L \frac{x}{L} \cdot Q'_i \cdot dx , \quad (2.1.4.2)$$

$$Q_S = W \cdot \int_0^L \left(1 - \frac{x}{L}\right) \cdot Q'_i \cdot dx , \quad (2.1.4.3)$$

όπου $Q_i = Q_S + Q_D$. Οι διαχωρητικότητες υπολογίζονται στη συνέχεια από τη σχέση μερικής παραγώγισης,

$$C_{XY} \equiv \delta \frac{\partial Q_X}{\partial V_Y} \quad \text{όπου} \quad \delta = \begin{cases} +1 & X = Y \\ -1 & \text{αλλού} \end{cases} . \quad (2.1.4.4)$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η ολική χωρητικότητα της πύλης οπού και γίνεται εμφανής η δυσκολία προσέγγισης ενός συνεχούς φορτίου και διαχωρητικότητας γύρω από την κατάσταση μηδενικού φορτίου στον ημιαγωγό.



Σχήμα 2.1.2 Κανονικοποιημένη χωρητικότητα πύλης συναρτήσει των τάσεων V_G και V_D , όταν $V_S=0$. Οι περιοχές λειτουργίας καλύπτουν από τη συσσώρευση (αριστερά) μέχρι τη απογύμνωση και την αναστροφή (δεξιά) και από γραμμική λειτουργία (μπροστά) μέχρι τον κορεσμό (πίσω).

2.1.5 Παράμετροι του Compact Μοντέλου

Για να μοντελοποιηθούν οι δύο βασικότερες σχέσεις: i) η σχέση φορτίων-τάσεων όπως περιγράφεται από την Εξίσωση (2.1.2.7) και ii) η σχέση ρευμάτων-τάσεων,

$$U_P - U_{ch} = \sqrt{1 + 4i_{f,r}} + \ln(\sqrt{1 + 4i_{f,r}} - 1) - (1 + \ln 2) , \quad (2.1.5.1)$$

που προκύπτει αν οι Εξισώσεις (2.1.2.4) και (2.1.2.7) συνδυαστούν, και η οποία ισχύει από ασθενή σε ισχυρή αναστροφή, σε ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους, χρειάζονται μόνο τρεις παράμετροι από το compact μοντέλου και μια φυσική παράμετρος για την κάθε μία.

Η φυσική παράμετρος που χρειάζεται για την κανονικοποίηση όλων των τάσεων και στις δύο περιπτώσεις είναι η αδιάστατη θερμική τάση U_T . Οι τρεις παράμετροι που χρειάζονται από το compact μοντέλο είναι:

1) Ο συντελεστής κλίσης η όπως ορίζεται στη (2.1.1.11).

2) Η τάση κατωφλίου, όπως ορίζεται από τις (2.1.1.10) και (2.1.27), η οποία εξαρτάται εν μέρει από την τάση V_G μέσω του Ψ_P , αλλά μπορεί να θεωρηθεί ως μέγεθος ανεξάρτητο από τις τάσεις (bias independent).

Οι πρώτες δύο παράμετροι συνδέουν την τάση στην πύλη V_G με την τάση αποκοπής V_P σύμφωνα με την (2.1.1.9). Για την μοντελοποίηση των δύο σχέσεων η τρίτη παράμετρος είναι διαφορετική σε κάθε περίπτωση.

i) Για να μοντελοποιηθεί η σχέση μεταξύ ανάμεσα στις τάσεις V_G , V_{DS} και το ανάστροφο φορτίο Q_i η τρίτη παράμετρος από το compact μοντέλο είναι:

3) Η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφανείας $C_{ox}^{'}$, η οποία συνδυάζεται με τις παραμέτρους η και U_T προκειμένου να έχουμε τον παράγοντα φορτίου που ορίζεται ως:

$$Q_{spec}^{\Delta} = -2nU_T C_{ox}^{' WL}, \quad (2.1.5.2)$$

ο οποίος χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση της πυκνότητας φορτίου.

Εισάγοντας τις παραπάνω παραμέτρους στην (2.1.2.7) προκύπτει η κανονικοποιημένη γενική σχέση φορτίων-τάσεων:

$$\frac{-Q_i}{C_{ox}} + nU_T \ln \frac{-Q_i}{2nC_{ox} U_T} = V_G - V_{T0} - nV. \quad (2.1.5.3)$$

Είναι εμφανές ότι το U_T παίζει σημαντικό ρόλο στην ασθενή αναστροφή, όπου το λογαριθμικό μέρος υπερισχύει, ενώ η επιρροή του εξασθενεί στην ισχυρή αναστροφή όπου το λογαριθμικό μέρος είναι αμελητέο.

ii) Αντίστοιχα, για να μοντελοποιηθεί η αδιάστατη σχέση μεταξύ των τάσεων V_G και V_{DS} και των συνιστωσών του ρεύματος I_F και I_R , η τρίτη παράμετρος που χρειάζεται από το compact μοντέλο είναι:

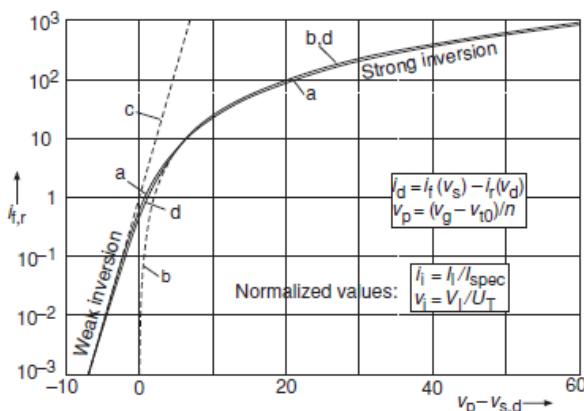
3) Η παράμετρος μεταφοράς B , που συνδυάζεται με τη η και το U_T ώστε να

προκύψει το I_{spec} (2.1.2.5) και να χρησιμοποιηθεί για την κανονικοποίηση των συνιστώσων του ρεύματος I_D στην υποδοχή, I_F και I_R .

Το I_D σε όλες τις περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ μπορεί να βρεθεί με την αφαίρεση του ρεύματος I_R από το I_F από τη σχέση:

$$I_D = B \int_{V_S}^{\infty} \frac{-Q_i}{C_{\text{ox}}} dV - B \int_{V_D}^{\infty} \frac{-Q_i}{C_{\text{ox}}} dV = I_F - I_R \quad . \quad (2.1.5.4)$$

Καθώς όμως αυτές οι δύο συνιστώσες του ρεύματος δεν μπορούν να υπολογιστούν αναλυτικά από την (2.1.5.1), υιοθετείται η προσεγγιστική καμπύλη d που φαίνεται στο Σχήμα 2.1.3.



Σχήμα 2.1.3 Κανονικοποιημένη εμπρός και ανάστροφη συνιστώσα του ρεύματος. Καμπύλες (α) από το μοντέλο φορτίων (2.1.5.1) και (β) προσέγγιση ρεύματος σε ισχυρή αναστροφή -

$i_{F,R} = \left(\frac{U_P - U_{ch}}{2} \right)^2$; (γ) προσέγγιση ρεύματος σε ασθενή αναστροφή - $i_{F,R} = \exp(U_P - U_{ch})$; (δ) με τη μέθοδο της παρεμβολής μεταξύ των προσεγγίσεων για ασθενή και ισχυρή αναστροφή.

2.2 Φαινόμενα Ανώτερης Τάξης

Στην προηγούμενη ενότητα το τρανζίστορ θεωρήθηκε ιδανικό στοιχείο ενώ οι εξισώσεις αφορούσαν τρανζίστορ με μεγάλες διαστάσεις, ώστε ακραία φαινόμενα να θεωρούνται αμελητέα και η κινητικότητα ανεξάρτητη από το ηλεκτρικό πεδίο. Προκειμένου όμως να μοντελοποιηθεί με ακρίβεια η μη-ιδανική συμπεριφορά του τρανζίστορ πρέπει να συνυπολογιστούν και όλα τα φαινόμενα που προκαλούν η ύπαρξη υψηλού-πεδίου, υψηλών συγκεντρώσεων νόθευσης, διηλεκτρικού της πύλης, παρασιτικών χωρητικοτήτων, διαρροής ρεύματος, σειριακών αντιστάσεων κτλ. Έτσι το EKV3 μοντέλο για να μπορεί να καλύψει όλες τις δυνατές περιπτώσεις τεχνολογιών και

διαστάσεων περιλαμβάνει όλα τα φαινόμενα ανώτερης τάξης που εμφανίζονται στις σύγχρονες CMOS τεχνολογίες. Τα φαινόμενα αυτά περιγράφονται εν συντομίᾳ σε αυτή την ενότητα.

2.2.1 Φαινόμενα σε Τρανζίστορ Μεγάλων Διαστάσεων

2.2.1.1 Εξάρτηση Κινητικότητας από το Κάθετο Ηλεκτρικό Πεδίο

Η κινητικότητα καθορίζεται από διάφορους μηχανισμούς σκέδασης (scattering) μέσω των οποίων οι φορείς ανταλλάσουν κινητική ενέργεια με τον ημιαγωγό. Στα MOS τρανζίστορ, οι φορείς κινούνται κοντά στη διεπαφή του ημιαγωγού με το οξείδιο και οι μηχανισμοί σκέδασης στη διεπαφή προκαλούν μείωση της κινητικότητας των φορέων στο ζώνη αναστροφής σε τιμές της τάξης του μισού της κινητικότητας του υποστρώματος (surface scattering).

Οι μηχανισμοί σκέδασης οφείλονται στην ανομοιογένεια του ημιαγωγού όπως στις δονήσεις του κρυσταλλικού πλέγματος, στις προσμίξεις ιονισμένων ατόμων αλλά και στις ατέλειες της διεπαφής, όπως είναι τα παγιδευμένα φορτία και η μη λεία επιφάνεια. Καθώς οι δονήσεις του πλέγματος εξαρτώνται από τη θερμοκρασία το ίδιο εξαρτάται και η κινητικότητα. Η κινητικότητα εξαρτάται από τα επίπεδα νόθευσης και από την κάθετη συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου (transversal field), που μπορεί να συσσωρεύσει τους φορείς κοντά στην επιφάνεια και να τους υποβάλει σε επιπλέον σκέδαση. Τέλος η κινητικότητα εξαρτάται στην περίπτωση υψηλών πεδίων και από την οριζόντια συνιστώσα του πεδίου (longitudinal field) κατά μήκος του καναλιού. Στην προηγούμενη ενότητα η κινητικότητα θεωρήθηκε σταθερή για τον υπολογισμό του ρεύματος του καναλιού, που δε συνάδει με την εξάρτηση της τόσο από το κάθετο όσο και από το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο. Εδώ, επειδή αναφερόμαστε σε διατάξεις μεγάλων διατάξεων το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο δεν έχει κάποια σημαντική επίδραση στην κινητικότητα.

Η κινητικότητα στο κανάλι καθορίζεται από τρεις μηχανισμούς: (α) τη σκέδαση Coulomb (Coulomb scattering), (β) τη σκέδαση φωνονίων (phonon scattering) και (γ) τη σκέδαση εξαιτίας της τραχύτητας της επιφάνειας (surface roughness scattering). Αυτοί οι τρεις μηχανισμοί που συνεισφέρουν στη συνολική κινητικότητα μπορούν να συνδυαστούν με τη χρήση του κανόνα Matthiesen:

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{Coulomb}} + \frac{1}{\mu_{phonon}} + \frac{1}{\mu_{surfaceroough}}, \quad (2.2.1.1.1)$$

όπου οι τρεις μηχανισμοί σκέδασης εξαρτώνται από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο:

$$E_{\perp} = \frac{|Q'_{B} + \eta Q'_{I}|}{\varepsilon_{si}} \quad \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{για NMOS} \\ \frac{1}{3} & \text{για PMOS} \end{cases}, \quad (2.2.1.1.2)$$

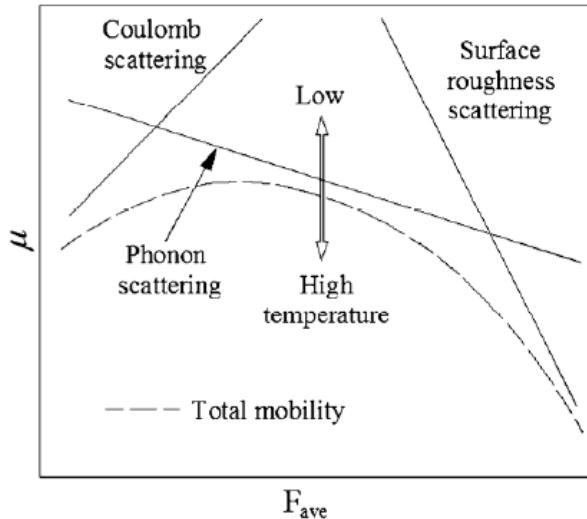
ως εξής:

$$\frac{1}{\mu_{Coulomb}} \propto \left[\frac{1}{2} + \frac{|Q'_{I}|}{\varepsilon_{si}} \right]^{(-1 \geq a_c \geq -2)}, \quad (2.2.1.1.3)$$

$$\frac{1}{\mu_{phonon}} \propto [E_{\perp}]^{\frac{1}{3}}, \quad (2.2.1.1.4)$$

$$\frac{1}{\mu_{surfaceroough}} \propto [E_{\perp}]^2, \quad (2.2.1.1.5)$$

όπου φαίνεται η επιρροή των φορτίων στην πηγή και την υποδοχή, με αποτέλεσμα η κινητικότητα από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο να μην εξαρτάται μόνο από την τάση στην πύλη αλλά και από τις τάσεις στην πηγή και την υποδοχή.



Σχήμα 2.2.1 Απεικόνιση της εξάρτησης της κινητικότητας στη ζώνη αναστροφής από τους τρεις μηχανισμούς σκέδασης.

Το Σχήμα 2.2.1 απεικονίζει την εξάρτηση της κινητικότητας στη ζώνη αναστροφής από το μέσο ηλεκτρικό πεδίο. Η σκέδαση Coulomb προέρχεται από τα φορτία εξαιτίας των προσμίξεων ιονισμένων φορτίων, από το σταθερό φορτίο στο οξείδιο και από τα παγιδευμένα φορτία στη διεπαφή. Η σκέδαση Coulomb είναι πιο σημαντική για χαμηλά ηλεκτρικά πεδία, σε χαμηλές θερμοκρασίες και για υψηλότερα επίπεδα νόθευσης του

υποστρώματος. Η σκέδαση φωνονίων προκαλείται από την αλληλεπίδραση των φορέων με το δονούμενο κρυσταλλικό πλέγμα. Η αύξηση της θερμοκρασίας κάνει αυτή την αλληλεπίδραση πιο έντονη, οπότε σε αυξημένες θερμοκρασίες η κινητικότητα μειώνεται κυρίως λόγω της σκέδασης φωνονίων. Η σκέδαση επιφανείας παρουσιάζει έντονη εξάρτηση από το ηλεκτρικό πεδίο. Τα ισχυρά ηλεκτρικά πεδία τραβάνε τους φορείς κάτω από την επιφάνεια, κάνοντας τη σκέδαση επιφανείας την κυρίαρχη συνιστώσα στη μείωση της κινητικότητας σε ισχυρά ηλεκτρικά πεδία.

2.2.1.2 Εξάντληση του Πολυκρυσταλλικού Πυριτίου της Πύλης

Στην ιδανική περίπτωση το υλικό της πύλης θεωρείται ιδανικός αγωγός. Στην πραγματικότητα όμως χρησιμοποιείται πολυκρυσταλλικό πυρίτιο έντονα εμπλουτισμένο. Όσο όμως έντονος και να είναι ο εμπλουτισμός δεν είναι αρκετός ώστε να θεωρηθεί ιδανικό το υλικό της πύλης. Στις σύγχρονες τεχνολογίες, η πύλη εμπλουτίζεται ταυτόχρονα με τις περιοχές της πύλης και της υποδοχής. Αυτή η τεχνική οδηγεί στο σχηματισμό ενός στρώματος φορέων, συνήθως αντίθετου τύπου από το υπόστρωμα, που προκαλεί πτώση στην τάση της πύλης όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην αναστροφή. Οι χωρητικότητες και τα χαρακτηριστικά του ρεύματος υποβαθμίζονται, φαινόμενο που δεν μπορεί να αγνοηθεί ειδικά για τις διατάξεις λεπτού οξειδίου (thin oxide devices).

Η πτώση τάσης εξαιτίας του φαινομένου της εξάντλησης του πολυκρυσταλλικού πυριτίου της πύλης (polydepletion effect) σε σχέση με τα φορτία στην πύλη εκφράζεται ως:

$$\Delta V_G = \frac{q \cdot N_p}{2\epsilon_{si}} x_d^2 = \frac{q \cdot N_p}{2\epsilon_{si}} \left(\frac{Q'_{G}}{qN_p} \right)^2 = \frac{Q'^2_{G}}{2q\epsilon_{si}N_p} = \frac{1}{y_p^2} \left(\frac{Q'_{G}}{C'_{ox}} \right)^2, \quad (2.2.1.2.1)$$

όπου x_d είναι το πλάτος της ζώνης απογύμνωσης, η οποία εξαρτάται από το φορτίο στην πύλη και

$$y_p = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_p}}{C'_{ox}}, \quad (2.2.1.2.2)$$

ο συντελεστής πύλης που εξαρτάται από τη συγκέντρωση νόθευσης του πολυκρυσταλλικού πυριτίου N_p .

2.2.1.3 Κβαντικά Φαινόμενα

Στις σύγχρονες τεχνολογίες τα κβαντικά φαινόμενα γίνονται όλα και πιο σημαντικά, καθώς το πάχος του οξειδίου της πύλης γίνεται όλο και πιο μικρό οπότε και δημιουργείται μεγαλύτερο ηλεκτρικό πεδίο στο κανάλι, και άρα ένας φορέας ρεύματος χρειάζεται μεγαλύτερη ενέργεια προκειμένου να βρεθεί στην ελεύθερη κατάσταση αγωγιμότητας. Τα κβαντικά φαινόμενα επηρεάζουν την ενεργή τιμή της χωρητικότητας με βάση τη σχέση:

$$C'_{ox,qm} = \frac{C'_{ox}}{1 + \delta_{qm}}, \quad (2.2.1.3.1)$$

όπου

$$\delta_{qm} = \frac{1}{3} A_{qmi} \left(\frac{\gamma U_T C'_{ox}}{2\Phi_F} \right)^{2/3} \left(\frac{2n\sqrt{2\Phi_F}}{\gamma} - 1 \right), \quad (2.2.1.3.2)$$

και

$$A_{qmi} = (2m \cdot q)^{-1/3} \left(\frac{9h}{16 \epsilon_{si}} \right)^{2/3}, \quad (2.2.1.3.3)$$

με h τη σταθερά του Planck. Ο διορθωμένος όρος $C'_{ox,qm}$ χρησιμοποιείται και στους κανονικοποιημένους παράγοντες Q_{spec} , I_{spec} επηρεάζοντας την απόκριση του μοντέλου.

Τα κβαντικά φαινόμενα διαφοροποιούν και την εξίσωση του φορτίου στη ζώνη απογύμνωσης του υποστρώματος Q'_B και επηρεάζουν και την τιμή του δυναμικού επιφανείας Ψ_0 , καθώς μεταβάλλουν την τιμή της κατά ένα $\Delta\Psi_o$, όπως φαίνεται από τη σχέση:

$$\Psi_{o,qm} = \Psi_o + \Delta\Psi_o, \quad (2.2.1.3.4)$$

όπου

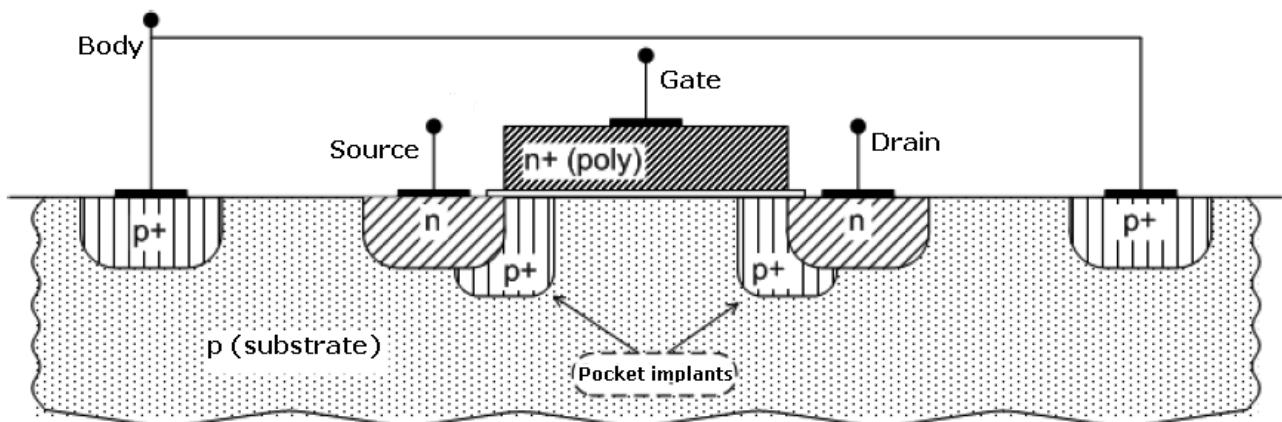
$$\Delta\Psi_o = A_{qmi} (\gamma C'_{ox} \sqrt{2\Phi_F})^{2/3}. \quad (2.2.1.3.5)$$

Τα κβαντικά φαινόμενα έχουν σημαντικές συνέπειες, αλλάζουν την τάση κατωφλίου, μειώνουν το ρεύμα στην υποδοχή σε ισχυρή αναστροφή - που είναι ισοδύναμο με μείωση της κινητικότητας, υποβαθμίζουν την κλίση του ρεύματος στην

ασθενή αναστροφή και μειώνουν την συνολική χωρητικότητα της πύλης σε αναστροφή και συσσώρευση.

2.2.1.4 Φαινόμενα σε Διατάξεις με Ανομοιογενή Συγκέντρωση Υποστρώματος

Μέχρι τώρα έχει θεωρηθεί ότι η περιοχή ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή για ένα τρανζίστορ είναι ομοιογενής με συγκέντρωση N_A . Στα τρανζίστορ αυτά όμως παρατηρείται για πολύ μικρά μήκη το φαινόμενο του διαπερασμού (punchthrough) οπότε και γίνεται απευθείας σύνδεση των περιοχών της πηγής και της υποδοχής, όχι μέσω του καναλιού αλλά εξαιτίας της επέκτασης των περιοχών αυτών με την αύξηση των τάσεων στους ακροδέκτες της πηγής και της υποδοχής. Σε πολλές σύγχρονες CMOS τεχνολογίες για να αποφευχθεί το φαινόμενο αυτό υιοθετείται η λύση του ανομοιογενούς υποστρώματος ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή. Συγκεκριμένα, στα άκρα του καναλιού και σε βάθος μεγαλύτερο από αυτό της πηγής και της υποδοχής η συγκέντρωση είναι υψηλότερη, ώστε να περιορίζεται η επέκταση των ενεργών περιοχών κατά μήκος του καναλιού (Σχήμα 2.2.2). Αυτές οι εγχύσεις στα άκρα του καναλιού ονομάζονται pocket implants, ενώ είναι απαραίτητη η μοντελοποίηση της ανομοιογένειας του καναλιού καθώς η ύπαρξη τους επηρεάζει και τις διατάξεις μεγάλου μήκους.



Σχήμα 2.2.2 Διατομή ενός NMOS τρανζίστορ όπου χρησιμοποιείται η τεχνική των pocket implants.

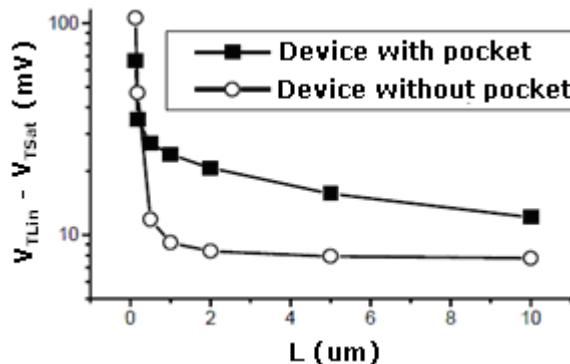
Θα μπορούσε να ειπωθεί ότι ένα τρανζίστορ με pocket implants ουσιαστικά αντιστοιχεί σε τρία τρανζίστορ σε σειρά, όπου το συνολικό τους μήκος είναι όσο και του αρχικού τρανζίστορ, το μεσαίο τρανζίστορ έχει μικρότερο μήκος και συγκέντρωση υποστρώματος όσο το αρχικό ενώ τα δύο ακριανά έχουν μήκος και συγκέντρωση όσο τα pocket implants. Η τάση κατωφλίου των ακριανών τρανζίστορ είναι μεγαλύτερη από αυτή του μεσαίου εξαιτίας της μεγαλύτερης συγκέντρωσης, ενώ η τάση κατωφλίου του

ακριανού τρανζίστορ από τη μεριά της υποδοχής θα επηρεάζεται έντονα από την τάση V_D .

Η τεχνική των pocket implants προκαλεί στις διατάξεις μεγάλου μήκους μία μετατόπιση της τάσης κατωφλίου V_T (drain induced threshold voltage shift-DITS), ενώ ταυτόχρονα μειώνει την αντίσταση εξόδου R_{out} που ορίζεται ως:

$$R_{out} = (g_{ds})^{-1} = \left(\frac{I_{DS}}{V_{DS}} \right)^{-1}, \quad (2.2.1.4.1)$$

με αποτέλεσμα να υποβαθμίζεται η απόδοση των τρανζίστορ. Στο Σχήμα 2.2.3 παρουσιάζεται η επίδραση του φαινομένου DITS σε ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους με pocket implants σε σύγκριση με ένα τρανζίστορ ομοιογενούς συγκέντρωσης.



Σχήμα 2.2.3 Σύγκριση του V_{TLin} - V_{TSat} ως προς L για δύο διατάξεις μεγάλου μήκους με και χωρίς pocket implants. Η μετατόπιση της τάσης κατωφλίου είναι 2-3 φορές μεγαλύτερη στις διατάξεις με pocket implants.

Η τάση Early (V_A) συνδέεται με την αντίσταση εξόδου στην περίπτωση τρανζίστορ με pocket implants με τη σχέση:

$$V_{A,DITS} = I_{DS} R_{out} = \frac{1}{1 + \frac{F_{Rout} \sqrt{L_{eff}}}{P_{DITS,L} + 2}} \left(1 + (1 + P_{DITS,L} L) \exp(P_{DITS,D} V_{DS}) \right), \quad (2.2.1.4.2)$$

όπου F_{Rout} η παράμετρος που συνδέει την εξάρτηση της αντίστασης εξόδου από το μήκος του καναλιού και P_{DITS} , $P_{DITS,L}$ και $P_{DITS,D}$ παράμετροι που εισάγονται για την μοντελοποίηση του φαινομένου και την προσαρμογή του σε πραγματικές τεχνολογίες.

Με βάση την τάση Early από την (2.2.1.4.2) υπολογίζεται και η τιμή του ρεύματος με την επίδραση του φαινομένου DITS, ως:

$$I_{DS,DITS} = I_{DS} \left(1 + \frac{V_{DS} - V_{DS,SAT}}{V_{A,DITS}} \right). \quad (2.2.1.4.3)$$

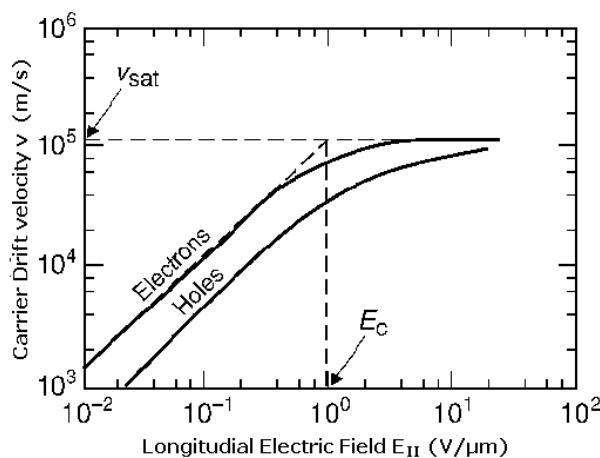
Η διαφορά στη μοντελοποίηση του ρεύματος I_{DS} είναι μικρή αν προβλεφθεί το φαινόμενο DITS αλλά είναι εμφανής στην αγωγιμότητα εξόδου g_{ds} .

2.2.2 Φαινόμενα σε Τρανζίστορ Κοντού Καναλιού

Στην συγκεκριμένη υποενότητα αναλύονται τα φαινόμενα που εμφανίζονται σε τρανζίστορ κοντού καναλιού (short channel effects).

2.2.2.1 Κορεσμός Ταχύτητας

Στην παράγραφο 2.2.1.1 αναλύθηκε η εξάρτηση της κινητικότητας του τρανζίστορ από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο θεωρώντας την επίδραση του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου αμελητέα. Η ένταση του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου εξαρτάται από την τάση V_{DS} στα άκρα του καναλιού και είναι αντιστρόφως ανάλογη του μήκους του. Κατ' επέκταση η ταχύτητα των φορέων θα είναι ανάλογη του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου σε κάθε σημείο του καναλιού. Όμως οι φορείς έχουν μία μέγιστη ταχύτητα την οποία μπορούν να αποκτήσουν, οπότε σε ισχυρά πεδία η ταχύτητα των φορέων θα συγκλίνει προς αυτή τη μέγιστη τιμή, όπου έχουμε τον κορεσμό ταχύτητας. Η ταχύτητα ολίσθησης σε σχέση με το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο είναι διαφορετική για ηλεκτρόνια και οπές (Σχήμα 2.2.4).



Σχήμα 2.2.4 Ταχύτητα ολίσθησης v_d συναρτήσει του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου E_{\parallel} στο πολυκρυσταλλικό πυρίτιο για ηλεκτρόνια και οπές.

Σε διατάξεις μικρού μήκους ο κορεσμός της ταχύτητας (velocity saturation) είναι το κύριο φαινόμενο που περιορίζει το ρεύμα και είναι κυρίως εμφανές σε ισχυρή αναστροφή. Η κινητικότητα των φορέων συνδέεται με την ταχύτητα ολίσθησης v_d μέσω της σχέσης:

$$\mu = \frac{v_d}{E_{\parallel}}, \quad (2.2.2.1.1)$$

όπου E_{\parallel} το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος του καναλιού και υπολογίζεται από τον τύπο:

$$E_{\parallel} = \frac{\partial \Psi_s}{\partial x}. \quad (2.2.2.1.2)$$

Μια συνήθης προσέγγιση που συνδέει την ταχύτητα κορεσμού με την κινητικότητα είναι το πρώτης τάξης υπερβολικό μοντέλο

$$v_d = v_{sat} \frac{\frac{E_{\parallel}}{E_c}}{1 + \frac{E_{\parallel}}{E_c}}, \quad (2.2.2.1.3)$$

όπου v_{sat} η μέγιστη ταχύτητα που μπορούν να αναπτύξουν οι φορείς και E_c η τιμή του πεδίου για την οποία επέρχεται ο κορεσμός της ταχύτητας, και λειτουργεί σαν όριο με τη γραμμική περιοχή, εξαρτάται από την θερμοκρασία και δίνεται από την εξίσωση:

$$E_c \cong \frac{v_{sat}}{\mu_0}. \quad (2.2.2.1.4)$$

Η παραπάνω σχέση (2.2.2.1.3) είναι εύκολο να εκφραστεί αναλυτικά, ενώ θα έπρεπε να χρησιμοποιείται και μία σχέση 2nd τάξης μεταξύ ταχύτητας και πεδίου. Το EKV3 μοντέλο χρησιμοποιεί την παρακάτω μεταβλητής τάξης σχέση:

$$v_d = v_{sat} \frac{\frac{E_{\parallel}}{E_c}}{\sqrt{1 + \left[\frac{2 \cdot (2 - \delta) \cdot \frac{E_{\parallel}}{E_c}}{G + \left| 2 \cdot (2 - \delta) \cdot \frac{E_{\parallel}}{E_c} \right|} \right]^2}}, \quad (2.2.2.1.5)$$

όπου δ η παράμετρος για την επιλογή της τάξης της σχέσης ταχύτητας πεδίου και η οποία μπορεί να πάρει τιμές από 1 έως 2, και G η σταθερά που διασφαλίζει, από

μαθηματική άποψη, τη λεία απόκριση του μοντέλου.

Η τελική σχέση του ρεύματος που περιλαμβάνει την επίδραση του κάθετου ηλεκτρικού πεδίου αλλά και τον κορεσμό ταχύτητας είναι:

$$I_D = \frac{2n_q U_T^2 \cdot \bar{\mu}_\perp C_{ox} \frac{W}{L} [q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d]}{\sqrt{1 + \frac{[4\varepsilon(2-\delta)(q_s - q_d)]^2}{G + |4\varepsilon(2-\delta)(q_s - q_d)|} + (2\varepsilon(q_s - q_d))^2}}, \quad (2.2.2.1.6)$$

όπου

$$\varepsilon = \frac{U_T}{L} \cdot E_c. \quad (2.2.2.1.7)$$

Η παραπάνω σχέση επιτρέπει το χειρισμό του βαθμού της ταχύτητας κορεσμού και ταυτόχρονα ανταποκρίνεται στη συμμετρία πηγής-υποδοχής στο σημείο $V_D=V_S$.

2.2.2.2 Διαμόρφωση Μήκους Καναλιού

Στο κανάλι του τρανζίστορ υπάρχει ένα μεγάλο μέρος, στη μεριά της πηγής, όπου η ταχύτητα των φορέων δεν έχει κορεστεί και υπάρχει γραμμική εξάρτηση της ταχύτητας τους από το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο, και ένα άλλο μικρότερο μέρος, στην μεριά της υποδοχής, όπου η ταχύτητα των φορέων έχει κορεστεί εξαιτίας του φαινομένου του κορεσμού ταχύτητας όπως προαναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα (velocity saturation region-VSR) (Σχήμα 2.2.5). Για τη σωστή μοντελοποίηση του φαινομένου αυτού, πρέπει εκτός από την τάση στην άκρη του γραμμικού μέρους του καναλιού (V_{Dsat}), να υπολογιστεί και το μήκος του που θα είναι μικρότερο από το πραγματικό μήκος του καναλιού (channel length modulation-CLM).

Το μήκος του καναλιού όπου η ταχύτητα των φορέων έχει κορεστεί εξαρτάται από το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο και άρα από την τάση στην πηγή και την υποδοχή και δίνεται από την εξίσωση:

$$\Delta L \approx \lambda \ln \left(1 + \frac{V_{DS} - V_{DSSat}}{L_c E_c} \right), \quad (2.2.2.2.1)$$

με

$$L_c = \sqrt{\frac{\epsilon_{si} \cdot X_j}{C_{ox}}}, \quad (2.2.2.2.2)$$

όπου λ παράμετρος για το CLM φαινόμενο και L_c το χαρακτηριστικό μήκος που εξαρτάται από το βάθος των περιοχών της πηγής και της υποδοχής X_j . Η τάση κορεσμού συνδέεται με τις πυκνότητες των ανάστροφων φορτίων μέσω της σχέσης:

$$V_{Dsat} = U_T \left[2 \cdot (q_s - q'_d) + \ln \frac{q_s}{q'_d} \right], \quad (2.2.2.2.3)$$

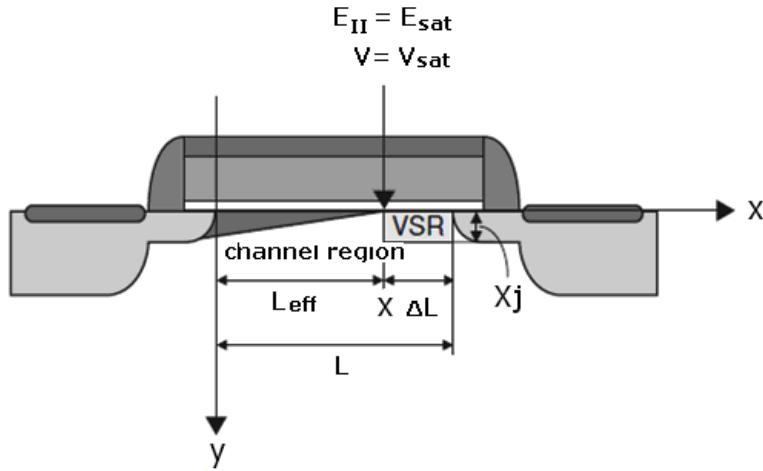
όπου

$$q'_d = q_s + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\epsilon} + 1 - \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{1}{2\epsilon} \left(\frac{1}{2\epsilon} + 1 + 2q_s \right)} \right). \quad (2.2.2.2.4)$$

Να σημειωθεί ότι οι εξισώσεις για την κινητικότητα είναι σωστές στο γραμμικό μέρος του καναλιού το οποίο έχει ενεργό μήκος:

$$L_{eff} = L - \Delta L, \quad (2.2.2.2.5)$$

ενώ η πυκνότητα του ανάστροφου φορτίου στο σημείο κορεσμού είναι q'_d αντί για q_d και ταυτόχρονα δε παρατηρούνται ασυνέχειες στο σημείο $V_D = V_S$.



Σχήμα 2.2.5 Καθορισμός του καναλιού και της περιοχής με κορεσμό ταχύτητας VSR.

2.2.2.3 Ανάστροφο Φαινόμενο Κοντού Καναλιού

Η ανομοιογένεια στη συγκέντρωση φορέων του καναλιού έχει άμεση επίδραση στην flat-band τάση, στον συντελεστή φαινομένου σώματος γ και στην τάση Fermi. Η ιδανική περίπτωση θέλει την τάση κατωφλίου V_T να μειώνεται με την μείωση του μήκους L . Όμως εξαιτίας αυτής της ανομοιογένειας παρατηρείται μία αύξηση της τάσης κατωφλίου καθώς το μήκος μικραίνει πριν αρχίσει να μειώνεται όπως αναμένεται από τη θεωρία. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού (reverse short channel effect-RSCE). Το αίτιο του φαινομένου αυτού είναι ή αύξηση της μέσης συγκέντρωσης σε τρανζίστορ μικρού μήκους που οδηγεί στην αύξηση της τάσης κατωφλίου. Επειδή η αύξηση της τάσης κατωφλίου είναι επιθυμητό χαρακτηριστικό στις σύγχρονες τεχνολογίες, επιδιώκεται η ανομοιογένεια της συγκέντρωσης στο κανάλι μέσω της τεχνικής pocket implants η οποία επηρεάζει περισσότερο τα τρανζίστορ μικρού μήκους, καθώς τα implants καταλαμβάνουν μεγαλύτερο μέρος του καναλιού.

Η επίδραση στην ενεργή τιμή της συγκέντρωσης σε τρανζίστορ με pocket implants μπορεί να μοντελοποιηθεί με τη σχέση:

$$N_{A,eff} \propto 2 \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{L}{L_R}\right)^2\right)}{C'_{ox} \cdot \frac{L}{L_R}}. \quad (2.2.2.3.1)$$

Ο συντελεστής αναλογίας εξαρτάται από την κάθε τεχνολογία, ενώ το L_R σχετίζεται με το μήκος των pocket implants. Από τη σχέση αυτή και τις παραμέτρους Q_{LR} , N_{LR} , F_{LR} για την προσαρμογή του μοντέλου στα χαρακτηριστικά τις κάθε τεχνολογίας προκύπτουν οι σχέσεις που περιγράφουν την επιρροή του φαινομένου:

$$\Delta V_{TO,RSCE} = 2 \cdot Q_{LR} \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{L}{L_R}\right)^2\right)}{C'_{ox} \cdot \frac{L}{L_R}}, \quad (2.2.2.3.2)$$

$$V_{TO,eff} = V_{TO} + \Delta V_{TO,RSCE}, \quad (2.2.2.3.3)$$

$$\gamma_{RSCE} = \sqrt{1 + 2 \cdot N_{LR} \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{L}{L_R}\right)^2\right)}{C'_{ox} \cdot \frac{L}{L_R}}}, \quad (2.2.2.3.4)$$

$$\gamma_{eff} = \gamma \cdot \gamma_{RSCE}, \quad (2.2.2.3.5)$$

$$\Delta\Phi_{F,RSCE} = U_T \cdot F_{LR} \cdot \ln \left\{ 1 + 2 \cdot N_{LR} \cdot \frac{1 - \exp \left(- \left(\frac{L}{L_R} \right)^2 \right)}{C_{ox} \cdot \frac{L}{L_R}} \right\}, \quad (2.2.2.3.6)$$

$$\Phi_{F,eff} = \Phi_F + \Delta\Phi_{F,RSCE}. \quad (2.2.2.3.7)$$

2.2.2.4 Συνδιαμόρφωση Φορτίου στον Άξονα του Μήκους

Το φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης φορτίου (charge sharing), εμφανίζεται τόσο σε τρανζίστορ μικρού μήκους όσο και μικρού πλάτους. Στη συγκεκριμένη ενότητα θα αναλυθεί το φαινόμενο αυτό για τρανζίστορ μικρού μήκους. Το φορτίο στο κανάλι επηρεάζεται από το συνολικό πεδίο που προκύπτει από τις τάσεις σε όλες τις γειτονικές δομές. Στην ανάλυση τρανζίστορ μεγάλου μήκους δύο τέτοιες δομές θεωρούνται η πύλη και το υπόστρωμα (“back gate”). Σε τρανζίστορ μικρού μήκους όμως η πηγή και η υποδοχή είναι τόσο κοντά στο κανάλι οπότε επηρεάζουν το φορτίο σε αυτό σχεδόν τόσο όσο και η πύλη, δηλαδή τελικά λειτουργούν και λίγο σαν πύλη πέρα από τη συνήθη λειτουργία τους.

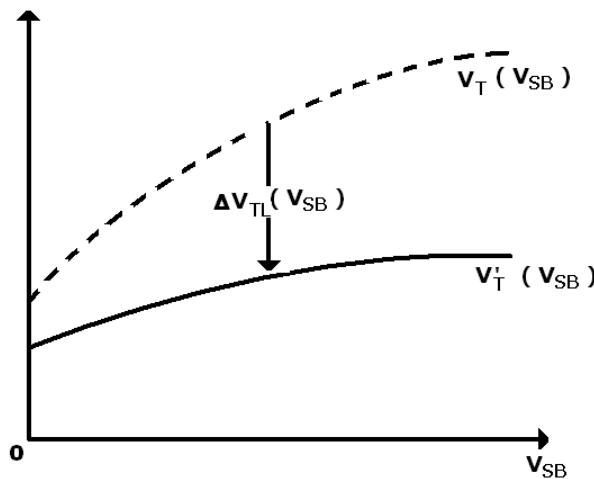
Το συνολικό πεδίο σε αυτές τις διατάξεις προέρχεται και από τις τέσσερις δομές (πύλη, υπόστρωμα, πηγή και υποδοχή) και η επίδραση του στα φορτία στο κανάλι πρέπει να μοντελοποιηθεί με ακρίβεια. Αντίστοιχα και ο έλεγχος του φορτίου στο κανάλι γίνεται και από τις τέσσερις δομές. Όσο πιο κοντά είναι οι περιοχές της πηγής και της υποδοχής στο κανάλι, τόσο αντιστοιχεί σε πύλη που έρχεται πιο κοντά στο κανάλι. Αφού η πηγή και η υποδοχή υποστηρίζουν το φορτίο στο κανάλι το φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης φορτίου αυξάνει με τη μείωση του L για δεδομένα V_{GS} και V_{SB} . Επιπλέον παρατηρείται αύξηση του ρεύματος στην υποδοχή ενώ με την αύξηση της τάσης στην υποδοχή V_{DB} ή την πηγή V_{SB} αυξάνεται το φορτίο στη ζώνη αναστροφής, όπως ακριβώς θα γινόταν και με μία αύξηση της τάσης στην πύλη, μειώνεται ο συντελεστής φαινομένου σώματος γ και άρα και η τάση κατωφλίου όσο μειώνεται το L και αυξάνεται το V_{DB} ή το V_{SB} (Σχήμα 2.2.6).

Ποσοτικοποιημένα η εξάρτηση του συντελεστή του φαινομένου σώματος εκφράζεται ως:

$$\Delta_{\gamma_{CHSH}} = -\frac{n_L \cdot \epsilon_{SI}}{L \cdot C_{ox}} \left(\sqrt{V_{BI} + V_{SB}} + \sqrt{V_{BI} + V_{SB}} \right), \quad (2.2.2.4.1)$$

όπου n_L παράμετρος για την προσαρμογή του φαινομένου για διάφορες τεχνολογίες και V_{BI} η διαφορά δυναμικού της επαφής ανάμεσα στους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού και του υποστρώματος (built-in potential). Οπότε η ενεργή τιμή του συντελεστή του φαινομένου σώματος συμπεριλαμβανομένου του φαινομένου της συνδιαμόρφωσης φορτίου δίνεται από:

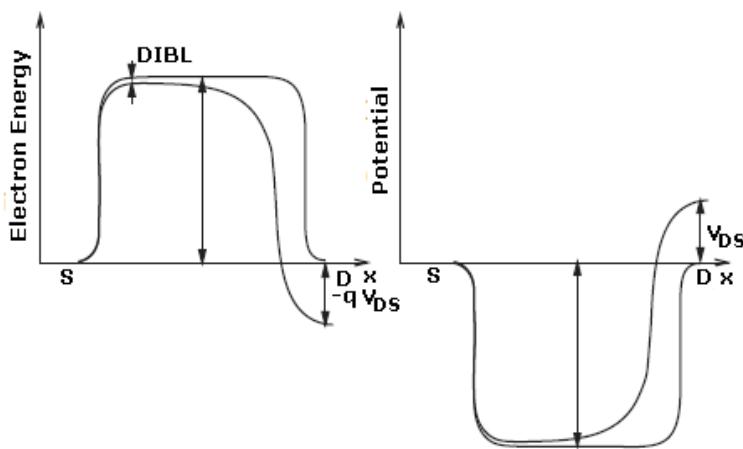
$$\gamma_{eff} = \gamma + \Delta_{\gamma_{CHSH}}. \quad (2.2.2.4.2)$$



Σχήμα 2.2.6 Οι τάσεις κατωφλίου V_T και V'_T δύο τρανζίστορ μεγάλου και μικρού μήκους αντίστοιχα και η διαφορά τους ΔV_T ως συνάρτηση της τάσης V_{SB} .

2.2.2.5 Πτώση Φράγματος εξαιτίας της Τάσης στην Υποδοχή

Σε ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους θεωρήθηκε ότι υπάρχει ένα φράγμα δυναμικού (potential barrier), ανάμεσα στην διεπαφή πηγής και καναλιού, το οποίο ελέγχεται από την τάση στην πύλη όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.7. Με την αύξηση της τάσης στην πύλη, αυξάνεται το δυναμικό επιφανείας ψ_s και άρα μειώνεται το ενεργειακό φράγμα ανάμεσα στην πηγή και στο κανάλι. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα σε μία αύξηση των φορέων που παρέχει η πηγή στο κανάλι εξαιτίας του μικρότερου ενεργειακού φράγματος και φυσικά στην μείωση της τάσης κατωφλίου.



Σχήμα 2.2.7 Διαφοροποίηση της ενέργειας και του δυναμικού κατά μήκος του καναλιού στη διεπαφή ενός NMOS τρανζίστορ.

Όταν πρόκειται για τρανζίστορ μικρού μήκους, το πεδίο που δημιουργείται από την δίοδο της υποδοχής, διαχέεται προς την πηγή συμβάλλοντας στην μείωση του ενεργειακού φράγματος ανάμεσα στην πηγή και το κανάλι. Η επίδραση της αύξησης του δυναμικού της υποδοχής στο ύψος του φράγματος φαίνεται στο Σχήμα 2.2.7. Τέτοια μείωση του ενεργειακού φράγματος μπορεί να συμβεί και απουσία τάσης μεταξύ υποδοχής και πηγής σε MOSFET με πάρα πολύ μικρό μήκος καναλιού. Σε αυτά τα τρανζίστορ τα πεδία των περιοχών της πηγής και της υποδοχής, αλληλεπιδρούν εξαιτίας της επικάλυψης των περιοχών απογύμνωσης που σχετίζονται με τις διόδους. Η υποδοχή λειτουργεί σαν ένα είδος ακροδέκτη πύλης, όπως αναφέρθηκε και στην περιγραφή του φαινομένου charge sharing, που ελέγχει το ύψος του ενεργειακού φράγματος ανάμεσα στην πηγή και το κανάλι. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται πτώση φράγματος εξαιτίας τάσης στην υποδοχή (drain induced barrier lowering-DIBL) και είναι χαρακτηριστικό των τρανζίστορ κοντού καναλιού. Παρουσία του φαινομένου DIBL, η τάση στην πύλη που χρειάζεται για να αποκτηθεί η διαφορά φράγματος και άρα να υπάρχει αγωγή στο κανάλι είναι μικρότερη σε σχέση με ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Πιο συγκεκριμένα η πτώση της τάσης κατωφλίου είναι συνάρτηση της τάσης V_{DS} .

Η μαθηματική περιγραφή του φαινομένου DIBL εκφράζει το χαρακτηριστικό μήκος του φαινομένου όπως στην παρακάτω σχέση:

$$L_{DIBL} = \eta_D \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_s \cdot \gamma}{q \cdot N_{sub}}} \cdot \sqrt{\psi_0}, \quad (2.2.2.5.1)$$

όπου η_D η βασική παράμετρος του φαινομένου με ιδανική τιμή τη μονάδα. Ας σημειωθεί σε αυτή την εξίσωση η εξάρτηση του L_{DIBL} από το N_{sub} και C_{ox} αλλά και από τη

θερμοκρασία, μέσω του ψ_0 καθώς το τελευταίο μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας και άρα το φαινόμενο DIBL έχει λιγότερη επίδραση σε υψηλότερες θερμοκρασίες και αντίστροφα.

Η διαφορά $\Delta\psi_s$ του ελάχιστου δυναμικού επιφανείας σε περιπτώσεις τρανζίστορ μικρού μήκους εξαιτίας του DIBL σε σχέση με περιπτώσεις μεγάλου μήκους είναι ανάλογη του:

$$\Delta\psi_s \propto e^{\left(-\frac{1}{2} \frac{L}{L_{DIBL}}\right)}, \quad (2.2.2.5.2)$$

και άρα παρουσιάζει εκθετική εξάρτηση από το μήκος του καναλιού. Επιπλέον η εξάρτηση είναι ανεξάρτητη από τις τιμές των τάσεων και άρα μπορεί να υπολογιστεί μία φορά για κάθε μήκος καναλιού. Η μετατόπιση του $\Delta\psi_s$ μπορεί να προσεγγιστεί και σαν μία αντίστοιχη μετατόπιση της τάσης αποκοπής:

$$\Delta V_p \approx \Delta\psi_s. \quad (2.2.2.5.3)$$

2.2.2.6 Χωρητικότητες Επικάλυψης

Το οξείδιο κάτω από την πύλη είναι απαραίτητο προκειμένου να μπορεί να ελεγχθεί το επίπεδο της αναστροφής της περιοχής του υποστρώματος, που είναι ανάμεσα από την πηγή και την υποδοχή και άρα να δημιουργηθεί το κανάλι. Το οξείδιο αυτό δημιουργεί της χωρητικότητα πύλης υποστρώματος. Στις σύγχρονες τεχνολογίες το οξείδιο επικαλύπτει ένα μέρος στα άκρα των περιοχών της πηγής και της υποδοχής με αποτέλεσμα να δημιουργούνται δύο παρασιτικές χωρητικότητες επικάλυψης (overlap capacitances). Η τιμή τους γενικά είναι μικρή, σε σχέση με τις χωρητικότητες στο υπόλοιπο τρανζίστορ, στην περίπτωση τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Σε τρανζίστορ μικρού μήκους όμως μπορεί να συνεισφέρουν μέχρι και 45% της συνολικής χωρητικότητας σε ισχυρή αναστροφή και άρα πρέπει να μοντελοποιηθούν προσεκτικά.

Οι περιοχές της πηγής και της υποδοχής που επικαλύπτονται ονομάζονται SDE (source/drain extensions) και έχουν μήκος L_{ov} όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.2.8. Οι χωρητικότητες επικάλυψης μπορούν να υπολογιστούν, αν καθορίσουμε ένα ενεργό μήκος επικάλυψης $L_{ov,eff}$, από την εξίσωση:

$$C_{ov}(V_G) = \frac{\Delta \epsilon_{ox}}{T_{ox}} \cdot (W \cdot L_{ov,eff}(V_G)). \quad (2.2.2.6.1)$$

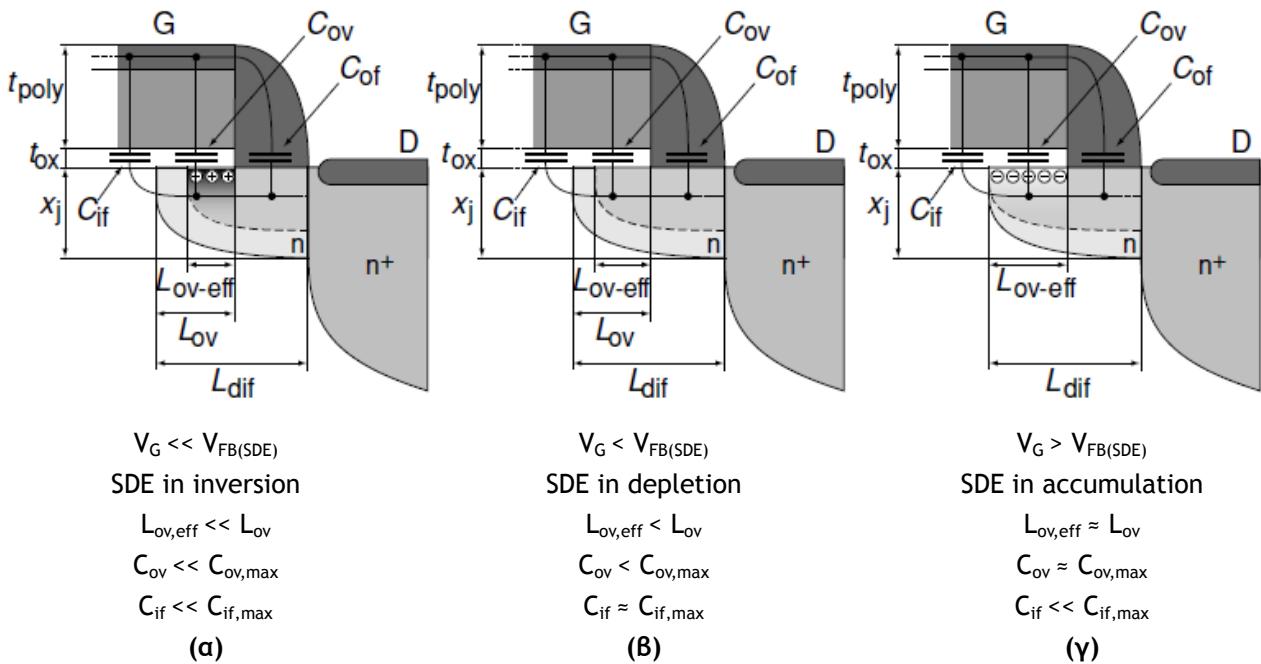
Ανάλογα με την τάση στην πύλη, η περιοχή επικάλυψης μπορεί να είναι είτε σε συσσώρευση, όταν η τάση στην πύλη είναι μεγαλύτερη από την flat-band τάση των SDE περιοχών $V_{FB(SDE)}$ (που είναι περίπου μηδέν Volt) (Σχήμα 2.2.8(γ)), είτε σε απογύμνωση όταν $V_G < V_{FB(SDE)}$ (Σχήμα 2.2.8(β)), ή ακόμα και σε αναστροφή όταν $V_G \ll V_{FB(SDE)}$ (Σχήμα 2.2.8(α)). Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.8(γ), οι χωρητικότητες επικάλυψης είναι μέγιστες σε συσσώρευση όπου το $L_{ov,eff}$ είναι περίπου ίσο με το L_{ov} . Οπότε:

$$C_{ov} (V_G > V_{FB(SDE)}) \cong C_{ov,max} = \frac{\Delta \epsilon_{ox}}{T_{ox}} \cdot (W \cdot L_{ov}) . \quad (2.2.2.6.2)$$

Για $V_G < V_{FB(SDE)}$, οι χωρητικότητες επικάλυψης είναι μικρότερες από το $C_{ov,max}$ και μπορούν να μοντέλοποιηθούν εμπειρικά ως:

$$C_{ov} \begin{cases} C_{ov,max} & \text{for } V_G \geq V_{FB(SDE)} \\ \frac{C_{ov,max}}{1 + \frac{|V_G|}{V_{Gov}}} & \text{for } V_G < V_{FB(SDE)}, \end{cases} \quad (2.2.2.6.3)$$

όπου το $C_{ov,max}$ δίνεται από την (2.2.2.6.2) και V_{Gov} είναι παράμετρος για την προσαρμογή του μοντέλου σε πραγματικές τεχνολογίες.



Σχήμα 2.2.8 Χωρητικότητες επικάλυψης και θυσάνωσης μεταξύ της πύλης και των περιοχών πηγής/υποδοχής όταν SDE είναι (α) σε αναστροφή, (β) σε απογύμνωση και (γ) σε συσσώρευση.

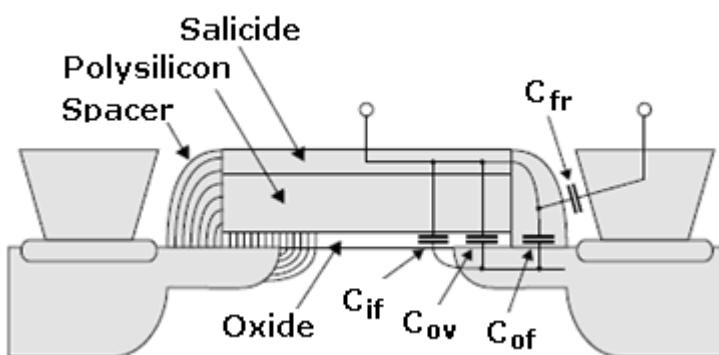
Οι χωρητικότητες επικάλυψης μοντέλοποιούνται σαν φορτία που προστίθενται στα

φορτία που υπάρχουν εσωτερικά στο κανάλι. Να σημειωθεί ότι οι χωρητικότητες αυτές επηρεάζονται από το φαινόμενο της εξάντλησης του πολυκρυσταλλικού πυριτίου της πύλης όταν το κανάλι είναι σε αναστροφή.

2.2.2.7 Χωρητικότητες Θυσάνωσης

Εκτός από τις χωρητικότητες επικάλυψης εμφανίζονται και δύο άλλες παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ της πύλης και των περιοχών της πηγής και της υποδοχής. Οι παρασιτικές αυτές χωρητικότητες ονομάζονται χωρητικότητες θυσάνωσης (fringing capacitances) και μπορούν να χωριστούν σε δύο συνιστώσες, την εσωτερική και την εξωτερική.

Η εσωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης (inner fringing capacitance- C_{if}) σχετίζεται με το πεδίο που εμφανίζεται μεταξύ της πύλης και των περιοχών πηγής/υποδοχής, του οποίου οι δυναμικές γραμμές περνούν μέσα από το κανάλι και όχι μέσα από το οξείδιο ενώνοντας την πύλη με τις πλευρικές περιοχές των περιοχών πηγής/υποδοχής που βρίσκονται προς το κανάλι (Σχήμα 2.2.9).



Σχήμα 2.2.9 Απεικόνιση των διαφόρων χωρητικοτήτων εξαιτίας των περιοχών επικάλυψης C_{ov} , C_{if} , C_{of} καθώς και μίας επιπλέον παρασιτικής χωρητικότητας θυσάνωσης ανάμεσα στο ηλεκτρόδιο της πύλης και της μεταλλικής σύνδεσης (via)- C_{fr} .

Η εσωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης εξαρτάται από την τάση στην πύλη. Όταν η τάση V_G είναι μικρότερη από την flat-band τάση του καναλιού, τότε η διάταξη βρίσκεται σε συσσώρευση και το στρώμα των ελεύθερων οπών στο κανάλι αποσυνδέεται ηλεκτρικά από τις n^+ SDE περιοχές και η εσωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης μειώνεται στο μηδέν. Όταν η τάση V_G αυξάνει και η διάταξη εισέρχεται απογύμνωση η C_{if} χωρητικότητα φτάνει στο μέγιστο. Όσο η τάση V_G συνεχίζει να αυξάνει και η διάταξη είναι πλέον σε αναστροφή τότε η εσωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης μειώνεται και πάλι στο μηδέν. Η συγκεκριμένη συμπεριφορά μοντελοποιείται ως:

$$C_{if} = C_{if,max} \exp \left[- \left(\frac{V_G - V_{FB} - \frac{\varphi_F}{2}}{3 \cdot \frac{\varphi_F}{2}} \right)^2 \right], \quad (2.2.2.7.1)$$

όπου

$$C_{if,max} \stackrel{\Delta}{=} W \frac{\varepsilon_{si}}{3\pi} \ln \left[1 + \frac{X_j}{T_{ox}} \sin \left(\frac{\pi \varepsilon_{ox}}{2 \varepsilon_{si}} \right) \right]. \quad (2.2.2.7.2)$$

Η εξωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης (outer fringing capacitance- C_{of}) προκύπτει από το πεδίο που σχηματίζεται ανάμεσα στην πύλη και στους ακροδέκτες πηγής/υποδοχής/υποστρώματος του οποίου οι δυναμικές γραμμές δεν διαπερνούν ούτε το κανάλι ούτε αποκλειστικά το οξείδιο αλλά συνδέουν τις πλευρικές επιφάνειες της πύλης με τις άνω επιφάνειες των περιοχών πηγής/υποδοχής/υποστρώματος. Η τιμή των εξωτερικών χωρητικοτήτων θυσάνωσης είναι ανεξάρτητη των τάσεων και σχετίζεται αποκλειστικά από τις ηλεκτρικές ιδιότητες των υλικών της τεχνολογίας. Η εξωτερικές χωρητικότητες θυσάνωσης των περιοχών πηγής/υποδοχής μπορούν να μοντελοποιηθούν ως εξής:

$$C_{of,S/D} = W \frac{2\varepsilon_{ox}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{t_{poly}}{t_{ox}} \right). \quad (2.2.2.7.3)$$

Από γεωμετρικής άποψης οι χωρητικότητες αυτές είναι ανάλογες του πλάτους ενώ η εξωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης του υποστρώματος είναι ανάλογη του διπλάσιου μήκους, αφού το πεδίο εμφανίζεται στα πλευρικά όρια του καναλιού κατά μήκος αυτού.
Έτσι:

$$\begin{aligned} C_{GS,of} &= C_{GSO} \cdot W \\ C_{GD,of} &= C_{GDO} \cdot W \\ C_{GB,of} &= C_{GBO} \cdot 2L \end{aligned}, \quad (2.2.2.7.4)$$

όπου C_{GSO} , C_{GDO} , C_{GBO} οι παράμετροι που εκφράζουν τις αντίστοιχες χωρητικότητες ανά μονάδα μήκους. Οι δύο πρώτες σε περιπτώσεις συμμετρίας ως προς την πηγή και την υποδοχή μπορούν να θεωρηθούν ταυτόσημες. Η $C_{GB,of}$ δεν επηρεάζει στα τρανζίστορ μικρού μήκους αλλά μικρού πλάτους.

Η εξωτερική συνιστώσα στις χωρητικότητες θυσάνωσης κυριαρχεί στις περιοχές

ασθενούς αναστροφής και απογύμνωσης, ενώ η εσωτερική συνιστώσα σε μέτρια και ισχυρή.

2.2.2.8 Σειριακή αντίσταση

Μέχρι τώρα οι περιοχές πηγής/υποδοχής έχουν θεωρηθεί ιδανικές, δηλαδή αμελητέας αντίστασης, και άρα δεν προκαλούν καμία πτώση τάσης στα άκρα τους. Για διατάξεις μεγάλου μήκους η αντίσταση του καναλιού είναι επικρατούσα και άρα η παραπάνω θεώρηση μπορεί να είναι αρκετή. Σε τρανζίστορ μικρού μήκους όμως, και καθώς αυξάνει το ρεύμα του τρανζίστορ, οι αντιστάσεις των ενεργών περιοχών δημιουργούν μία σημαντική πτώση τάσης, με αποτέλεσμα η διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού και συνεπώς και το ρεύμα να είναι μικρότερα. Οι εν σειρά αντιστάσεις (series resistances) είναι ανάλογες του μισού του μήκους των ενεργών περιοχών πηγής/υποδοχής H_{DIF} και μπορούν να μοντελοποιηθούν με βάση την παρακάτω σχέση:

$$R_{SR} = R_{SR,[\cdot]} \cdot \frac{H_{DIF}}{W}, \quad (2.2.2.8.1)$$

όπου $R_{SR,[\cdot]}$ η επιφανειακή αντίσταση (sheet resistance) των ενεργών περιοχών πηγής/υποδοχής.

Για το σωστό συνυπολογισμό της επίδρασης των σειριακών αντιστάσεων, απαραίτητη είναι η πρόσθεση τους σε κυκλωματικό επίπεδο στην προσομοίωση μέσω δύο νέων κόμβων εσωτερικά του τρανζίστορ. Έτσι το τρανζίστορ διαχωρίζεται σε δύο μέρη. Το εσωτερικό που αφορά το κανάλι και το εξωτερικό που περιλαμβάνει όλα τα υπόλοιπα στοιχεία. Η μείωση του ρεύματος $I_{DS,SR}$ που προκύπτει εξαιτίας των σειριακών αντιστάσεων με βάση αυτή την προσέγγιση μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση:

$$I_{DS,SR} = \frac{I_{DS}}{1 + g_{ms} R_{SR} + g_{md} R_{SR}}, \quad (2.2.2.8.2)$$

όπου I_D είναι το ρεύμα στην υποδοχή και g_{ms} , g_{md} οι διαγωγιμότητες πηγής/υποδοχής όταν δεν συμπεριλαμβάνονται οι σειριακές αντιστάσεις.

Στις τεχνολογίες όπου η πηγή και υποδοχή έρχονται σε επαφή με το κανάλι μέσω περιοχών χαμηλής συγκέντρωσης (low doping density-LDD) με μήκος L_{DIF} , η αντίσταση των περιοχών αυτή πρέπει να προστεθεί στις σειριακές αντιστάσεις.

$$R_{LDD,SR} = R_{LDD,SR,[\cdot]} \cdot \frac{L_{DIF}}{W}, \quad (2.2.2.8.1)$$

όπου $R_{LDD,SR,[\cdot]}$ η επιφανειακή αντίσταση (sheet resistance) των LDD περιοχών πηγής/υποδοχής.

Σε διατάξεις μικρού μήκους οι σειριακές αντιστάσεις προκαλούν τη μεγαλύτερη αλλαγή στο ρεύμα στη γραμμική λειτουργία, όπου η αντίσταση του καναλιού είναι ελάχιστη. Στην περιοχή του κορεσμού η επίδραση της αντίστασης στην υποδοχή είναι ελάχιστη επειδή το ρεύμα εξαρτάται σε μικρό βαθμό από την τάση στην υποδοχή.

2.2.3 Φαινόμενα σε Τρανζίστορ Στενού Καναλιού

Στην συγκεκριμένη υποενότητα αναλύονται τα φαινόμενα που εμφανίζονται σε τρανζίστορ στενού καναλιού (narrow channel effects).

2.2.3.1 Αντίστροφο Φαινόμενο Στενού Καναλιού

Προκειμένου να ενισχυθεί η ηλεκτρική απομόνωση της διάταξης από γειτονικές, επιλέγονται τεχνικές όπως τα LOCOS και STI, όπως έχει αναφερθεί στην Ενότητα 1.4. Οι τεχνικές αυτές διαφοροποιούν συμπεριφορά του τρανζίστορ από την ιδανική. Συγκεκριμένα, στην περίπτωση της τεχνικής LOCOS παρατηρείται μία αύξηση της τάσης κατωφλίου ενώ στην περίπτωση της τεχνικής STI παρατηρείται μείωση της τάσης κατωφλίου.

Το φαινόμενο αυτό είναι ανάλογο του RSCE και ονομάζεται αντίστροφο φαινόμενο στενού καναλιού (inverse narrow width effect-INWE). Για τη μοντελοποίηση του INWE επεκτείνεται μαθηματικά η μοντελοποίηση του RSCE ώστε να καλύπτει και τα δύο φαινόμενα. Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το INWE δεν είναι τόσο έντονη όσο από το RSCE αλλά δεν μπορεί και να αγνοηθεί. Έτσι π.χ. προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις:

$$\Delta V_{TO,INWE} = 2 \cdot Q_{WR} \cdot \frac{1 - \exp \left(- \left(\frac{W}{W_R} \right)^2 \right)}{C_{ox} \cdot \frac{W}{W_R}}, \quad (2.2.3.1.1)$$

$$V_{TO,eff} = V_{TO} + \Delta V_{TO,INWE}, \quad (2.2.3.1.2)$$

$$\gamma_{INWE} = \sqrt{\frac{1}{1 + 2 \cdot N_{WR} \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{W}{W_R}\right)^2\right)}{C_{ox} \cdot \frac{W}{W_R}}}}, \quad (2.2.3.1.3)$$

$$\gamma_{eff} = \gamma \cdot \gamma_{INWE}. \quad (2.2.3.1.4)$$

2.2.3.2 Συνδιαμόρφωση Φορτίου στον Άξονα του Πλάτους

Όπως και στο φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης φορτίου κατά μήκος του καναλιού από της περιοχές πηγής/υποδοχής, έτσι και κατά πλάτος του καναλιού παρατηρείται το ίδιο φαινόμενο (charge sharing). Στον άξονα του πλάτους μπορεί να θεωρηθεί ότι οι περιοχές που βρίσκονται προς τα άκρα και μακριά από το κέντρο του καναλιού επηρεάζονται λιγότερο από την τάση στην πύλη. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα αύξηση του δυναμικού αποκοπής και μείωση του συντελεστή φαινομένου σώματος:

$$\Psi_{P,eff} = \dot{a}_{W,CHSH} \cdot \Psi_P, \quad (2.2.3.2.1)$$

$$\gamma_{eff} = \frac{\gamma}{\sqrt{\dot{a}_{W,CHSH}}}, \quad (2.2.3.2.2)$$

όπου

$$\dot{a}_{W,CHSH} = 1 + \frac{\eta_W \cdot \varepsilon_{SI}}{W \cdot C_{ox}}. \quad (2.2.3.2.2)$$

2.2.3.3 Πλευρική Αγωγή

Στα τρανζίστορ στενού καναλιού, όσο αυξάνεται η τάση στην πύλη τόσο περισσότερες πλευρικές περιοχές συμμετέχουν στη διαμόρφωση του ρεύματος του καναλιού. Όμως η αύξηση στην αγωγιμότητα δεν είναι ανάλογη της αύξησης του ενεργού πλάτους W_{eff} , διότι η τάση κατωφλίου στα άκρα του καναλιού είναι διαφορετική από την τάση κατωφλίου του καναλιού. Αυτή η διαφορά στην τάση κατωφλίου οφείλεται στο φαινόμενο της πλευρικής αγωγής (edge conductance). Για την μοντελοποίηση του φαινομένου αυτού το τρανζίστορ χωρίζεται σε τρία μέρη. Το ένα αποτελείται από μεγαλύτερο μέρος της διάταξης και βρίσκεται στο κέντρο ενώ τα δύο άλλα βρίσκονται

στα άκρα και λόγω συμμετρίας θεωρούνται ότι έχουν ίδιες ηλεκτρικές παραμέτρους. Αν συμβολιστεί με W_{edge} το πλάτος των δύο πλευρικών τρανζίστορ τότε το πλάτος του μεσαίου τρανζίστορ θα είναι: $W_{eff} - 2W_{edge}$.

Υπάρχουν τεχνολογίες στις οποίες η συγκέντρωση των φορέων και το πάχος του οξειδίου αυξάνουν όσο κινούμαστε από το εσώτερο μέρος του τρανζίστορ προς τα άκρα. Σε αυτές όσο η τάση στην πύλη αυξάνεται πάνω από την τάση κατωφλίου, και άρα η περιοχή αναστροφής στα άκρα γίνεται πλατύτερη, τόσο τα πλευρικά τρανζίστορ εμφανίζουν μεγαλύτερη τάση κατωφλίου εξαιτίας της αύξησης της συγκέντρωσης και του πάχους του οξειδίου.

Σε άλλες όμως τεχνολογίες η τάση κατωφλίου των πλευρικών τρανζίστορ είναι μικρότερη από αυτή του κεντρικού. Σε αυτή την περίπτωση, στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής, καθώς η τάση κατωφλίου των πλευρικών τρανζίστορ είναι μικρότερη από αυτή του μεσαίου θα άγουν πρώτα αυτά και άρα θα επικρατούν του ρεύματος, ενώ στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής θα επικρατεί το ρεύμα του μεσαίου τρανζίστορ και άρα το φαινόμενο δεν θα είναι καν εμφανές. Το φαινόμενο αυτό στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής ισχύει και για τρανζίστορ μεγάλου μήκους.

Το φαινόμενο της πλευρικής αγωγής γίνεται πιο έντονο σε τρανζίστορ στενού καναλιού, όπου οι πλευρικές περιοχές καταλαμβάνουν ένα μη αμελητέο μέρος του καναλιού, ενώ επειδή το μεσαίο τρανζίστορ είναι αρκετά πλατύτερο από τα πλευρικά είναι και αυτό που ορίζει στο μεγαλύτερο βαθμό το ρεύμα.

2.2.4 Θερμοκρασιακά Φαινόμενα

Μέχρι τώρα έχει αγνοηθεί η επίδραση της θερμοκρασίας (T) στη συμπεριφορά του MOS τρανζίστορ, όμως πολλά από τα χαρακτηριστικά του εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από αυτήν. Για τη σωστή μοντελοποίηση της συμπεριφοράς του τρανζίστορ είναι απαραίτητη η ενσωμάτωση των θερμοκρασιακών φαινομένων στη λειτουργία του μοντέλου για ένα εύρος θερμοκρασιών από -75°C έως 150°C.

Μία από της σημαντικότερες παραμέτρους του τρανζίστορ που είναι η κινητικότητα των φορέων μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας με βάση τη σχέση:

$$\mu(T) = \mu(T_{NOM}) \left(\frac{T}{T_{NOM}} \right)^{-\mu_{ex}}, \quad (2.2.4.1)$$

όπου T_{NOM} η θερμοκρασία που έχει εξαχθεί η τάση κατωφλίου, και μ_{ex} παράμετρος με τιμή από 1.2 έως 2.0.

Άλλες εξαρτώμενες από τη θερμοκρασία παράμετροι είναι οι ψ_0 και V_{FB} (η τελευταία είναι εξαρτώμενη μέσω του φ_{MS} , θεωρώντας ότι το Q_0 είναι σταθερό). Η επίδραση στις συγκεκριμένες παραμέτρους εκφράζεται μέσα από την τιμή της τάσης κατωφλίου, η οποία παρουσιάζει μία ευθέως εξαρτώμενη μείωση με την αύξηση της θερμοκρασίας και μπορεί να προσεγγιστεί μέσω της σχέσης:

$$V_{TO} = V_{TO}(T_{NOM}) + TC_{VTO}(T - T_{NOM}), \quad (2.2.4.2)$$

όπου TC_{VTO} η παράμετρος για την προσαρμογή του μοντέλου στις διάφορες τεχνολογίες με τιμές μεταξύ 0.5mV...3mV ανά βαθμό Kelvin, με τις μεγαλύτερες τιμές να αφορούν υπόστρωμα μεγαλύτερης νόθευσης, οξείδιο με μεγαλύτερο πάχος ή μικρότερη τάση V_{SB} .

Ως παράδειγμα τις επίδρασης της θερμοκρασίας στα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τρανζίστορ μπορούμε να θεωρήσουμε μια διάταξη που λειτουργεί σε κορεσμό, οπότε το ρεύμα στην υποδοχή της δίνεται από:

$$\sqrt{I_D} = \sqrt{\mu(T)} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{W}{L} \frac{C'_{ox}}{a} [V_{GS} - V_T(T)]}, \quad (2.2.4.3)$$

όπου

$$a = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_s}}. \quad (2.2.4.4)$$

Από την παραπάνω σχέση του ρεύματος προκύπτει ότι μία αύξηση στη θερμοκρασία αυξάνει το ρεύμα στην υποδοχή μέσω του όρου $V_{GS}-V_T(T)$ και το μειώνει μέσω του όρου $\mu(T)$. Σε υψηλά ρεύματα η μείωση της κινητικότητας $\mu(T)$ κυριαρχεί ενώ σε χαμηλά ρεύματα η αύξηση της διαφοράς $V_{GS}-V_T(T)$. Για πολύ συγκεκριμένες τιμές του V_{GS} , το ρεύμα γίνεται πρακτικά ανεξάρτητο από τη θερμοκρασία για ένα πολύ μεγάλο εύρος θερμοκρασιών.

Πολλές ακόμα παράμετροι χρειάζεται να θεωρηθούν εξαρτώμενες από τη θερμοκρασία. Συνήθως μια εμπειρική γραμμική ή λογαριθμική εξάρτηση είναι αρκετή για να καλύψει ένα μοντέλο ένα ικανοποιητικό εύρος θερμοκρασιών.

2.2.5 Άλλα Φαινόμενα Καναλιού

2.2.5.1 Πίεση Καναλιού λόγω STI Δομών Απομόνωσης

Η STI δομές που χρησιμοποιούνται για την ηλεκτρική απομόνωση του τρανζίστορ ασκούν πίεση στον ημιαγωγό του υποστρώματος επηρεάζοντας τις ηλεκτρικές του ιδιότητες. Η πίεση σε κάθε σημείο του ημιαγωγού εξαρτάται από την απόσταση του από τη δομή STI.

Το φαινόμενο αυτό γίνεται πιο πολύπλοκο σε πολυδακτυλικές διατάξεις όπου και κάθε δάκτυλο έχει διαφορετική απόσταση από τη δομή STI. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, η συμπεριφορά του τρανζίστορ να εξαρτάται από τον αριθμό των δακτύλων της διάταξης. Η πίεση που ασκούν οι STI δομές επηρεάζει την κινητικότητα και τη συγκέντρωση των φορτίων και κατ' επέκταση την τάση κατωφλίου και τον συντελεστή του φαινομένου σώματος, ενώ ταυτόχρονα επηρεάζονται οι παράμετροι που σχετίζονται με άλλα φαινόμενα όπως το DIBL, το φαινόμενο του κορεσμού της ταχύτητας και κάποια από τα φαινόμενα κοντού καναλιού.

Η μοντελοποίηση του φαινομένου υλοποιείται με τη βοήθεια του παράγοντα A_{STI} που σχετίζεται με τη γεωμετρία του τρανζίστορ και ορίζεται ως:

$$A_{STI}(SA, SB, SD) = \frac{1}{NF} \cdot \sum_{k=0}^{N_F-1} \frac{1}{SA + \frac{L_F}{2} + k(SD + L_F)} + \frac{1}{NF} \cdot \sum_{k=0}^{N_F-1} \frac{1}{SB + \frac{L_F}{2} + k(SD + L_F)}. \quad (2.2.5.1.1)$$

Ο παράγοντας αυτός είναι μια εκτίμηση της πίεσης που δέχεται η διάταξη από την STI δομή ενώ οι γεωμετρικές παράμετροι SA, SB, SD φαίνονται στο Σχήμα 2.2.10.

Με τη χρήση του παράγοντα A_{STI} μπορεί να γραφεί η γραμμική εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από αυτόν:

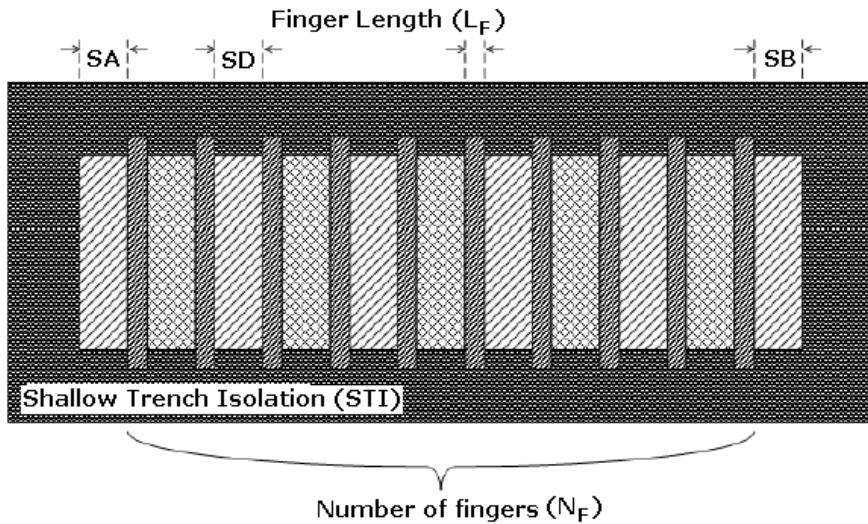
$$V_{TO} = V_{TO,ref} + KVTO \cdot (A_{STI}(SA, SB, SD) - A_{STI}(SA_{ref}, SB_{ref})), \quad (2.2.5.1.2)$$

όπου $V_{TO,ref}$ η τάση κατωφλίου μονοδακτυλικής διάταξης με παραμέτρους STI SA_{ref} και SB_{ref} , ενώ $KVTO$ παράμετρος προσαρμογής του μοντέλου σε διάφορες τεχνολογίες.

Η κινητικότητα εμφανίζει μία πιο πολύπλοκη σχέση από τον παράγοντα A_{STI} που δίνεται από τη σχέση:

$$\mu = \frac{1 + KMU \cdot A_{STI}(SA, SB, SD)}{1 + KMU \cdot A_{STI}(SA_{ref}, SB_{ref})} \mu_{ref}, \quad (2.2.5.1.3)$$

όπου και πάλι μ_{ref} η κινητικότητα μιας μονοδακτυλικής διάταξης και ΚΜΥ παράμετρος προσαρμογής του μοντέλου στις διάφορες τεχνολογίες.

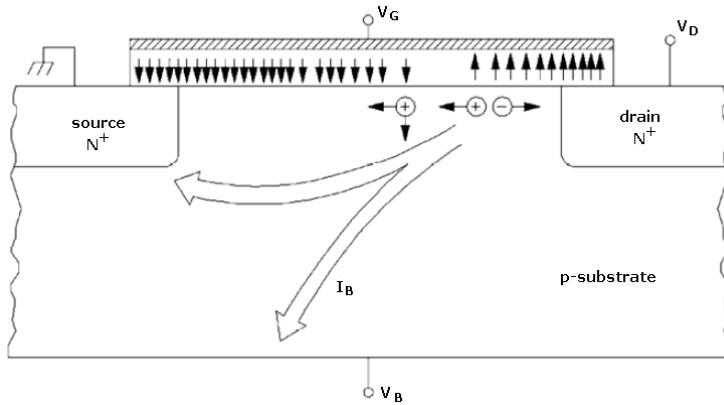


Σχήμα 2.2.10 Μια πολυδακτυλική διάταξη με STI δομή απομόνωσης. SA και SB είναι οι αποστάσεις των ακραίων δακτύλων από το STI και SD η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών δακτύλων.

2.2.5.2 Ρεύμα Ιονισμού Πρόσπτωσης

Το φαινόμενο του ιονισμού είναι από τα πιο γνωστά καθώς είναι ένας από τους σημαντικότερους μηχανισμούς κατάρρευσης των διόδων. Λόγω της ύπαρξης παρασιτικών δομών διόδων ανάμεσα στους ακροδέκτες πηγής/υποδοχής και το υπόστρωμα, το φαινόμενο αυτό επηρεάζει και τη λειτουργία των MOS τρανζίστορ. Όταν ένα MOS τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού, ένας μεγάλος αριθμός φορέων εισέρχονται στην περιοχή απογύμνωσης της υποδοχής από το κανάλι. Αυτοί οι φορείς επιταχύνονται από τα υψηλά πεδία γύρω από την υποδοχή και μία ποσότητα από αυτά δημιουργεί ζεύγη οπών-ηλεκτρονίων μέσω του φαινομένου του ιονισμού.

Όπως φαίνεται σχηματικά και στο Σχήμα 2.2.11, καθώς τα ηλεκτρόνια κινούνται υπό την επίδραση του υψηλού πεδίου κοντά στην υποδοχή ενός NMOS τρανζίστορ, ένα ζεύγος οπής-ηλεκτρονίου μπορεί να δημιουργηθεί από το φαινόμενο του ιονισμού πρόσπτωσης αν οι τάσεις είναι αρκετά μεγάλες. Τα ηλεκτρόνια που προέρχονται από τον ιονισμό αυξάνουν το ρεύμα στην υποδοχή ενώ οι οπές συλλέγοντας από το υπόστρωμα δημιουργώντας το ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης προς το υπόστρωμα (impact ionization current).



Σχήμα 2.2.11 Περιγραφή του φαινομένου του ιονισμού σε ένα NMOS τρανζίστορ.

Το φαινόμενο του ρεύματος ιονισμού πρόσπτωσης μπορεί να αγνοηθεί ώσπου το ρεύμα στην υποδοχή γίνει μεγαλύτερο από το ρεύμα στην πηγή κατά 10% περίπου. Η μοντελοποίηση του ρεύματος ιονισμού πρόσπτωσης στηρίζεται στον υπολογισμό του ρεύματος καναλιού και στις παραμέτρους του φαινομένου του κορεσμού της ταχύτητας μέσω της σχέσης:

$$I_{DB} = \frac{I_{BA} \cdot (V_{DS} - 2 \cdot I_{BN} \cdot V_{DS,SAT})}{I_{BB}} \exp \left\{ \frac{-I_{BB} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_{SI} \cdot X_J}{C_{ox}}}}{V_{DS} - 2 \cdot I_{BN} \cdot V_{DS,SAT}} \right\} \cdot I_{DS}, \quad (2.2.5.2.1)$$

όπου I_{BA} , I_{BB} , I_{BN} παράμετροι προσαρμογής του μοντέλου στις διάφορες τεχνολογίες.

Παρουσία του ρεύματος I_{DB} δεν ισχύει η ταύτιση του ρεύματος στην υποδοχή με το ρεύμα στο κανάλι. Το ρεύμα στην υποδοχή δίνεται από τον τύπο:

$$I_D = I_{DB} + I_{DS}, \quad (2.2.5.2.2)$$

γεγονός το οποίο επηρεάζει όλα τα μεγέθη που σχετίζονται με το I_D .

2.2.5.3 Ρεύμα Πύλης

Το SiO_2 το οποίο χρησιμοποιείται για τη μόνωση του της πύλης από το κανάλι είναι ένα εξαιρετικό διηλεκτρικό υλικό εξαιτίας του μεγάλου ενεργειακού χάσματος και του αμελητέου ρεύματος διαρροής για πάχος το χιλιομέτρων 3nm και διαφορά δυναμικού ψοχ στα άκρα του μερικά Volts. Όμως με στόχο τη βελτιστοποίηση της απόδοσης των MOS τρανζίστορ το μέγεθος τους έχει μειωθεί σε μερικές δεκάδες

νανόμετρα. Η υποκλιμάκωση των τρανζίστορ έχει ως συνακόλουθο και τη μείωση του πάχους του οξειδίου της πύλης, που πλέον έχει τιμές κάτω των 2nm. Σε τέτοια κλίμακα αυξάνεται και η διαρροή του ρεύματος πύλης (gate leakage current) εξαιτίας της εκθετικής του εξάρτησης από το πάχος του οξειδίου και το ρεύμα διαρροής δε μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο όπως έχει γίνει μέχρι τώρα, καθώς μπορεί φτάσει μέχρι και τα 10A/cm².

Το ρεύμα της πύλης μπορεί να είναι και ο κυρίαρχος μηχανισμός διαρροής ρεύματος, ο οποίος μπορεί να χειροτερεύσει την αξιοπιστία του τρανζίστορ και να καταναλώσει το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού γίνεται προσπάθεια αντικατάστασης του οξειδίου SiO₂ με άλλα διηλεκτρικά υλικά υψηλής διηλεκτρική σταθεράς όπως HfO₂ ή ZrO₂ με αντίστοιχο πάχος οξειδίου. Τέτοια υλικά μειώνουν το φαινόμενο της διαρροής του ρεύματος πύλης (tunneling effect) εξαιτίας της υψηλότερης επιτρεπτότητας που παρουσιάζουν, αλλά ταυτόχρονα παγιδεύουν περισσότερο φορτίο με αποτέλεσμα τη μείωση της κινητικότητας στο κανάλι. Έτσι πολλές φορές υλικά με υψηλή διηλεκτρική σταθερά χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με ένα λεπτό στρώμα SiO₂ δημιουργώντας μία στοιβαζόμενη πύλη (gate stack).

Με την αύξηση της διαφοράς δυναμικού ψοχ, μπορεί να υπάρξει ρεύμα διαρροής ακόμα και για «μεγάλες» τιμές του t_{ox} . Αυτό το ρεύμα διαρροής «υψηλής τάσης» εκμεταλλεύονται για τη φόρτιση και αποφόρτιση των non-volatile μνήμων. Στην περίπτωση που το πάχος του οξειδίου t_{ox} γίνει μικρότερο από 3nm, ρεύμα διαρροής υπάρχει ακόμα και για χαμηλή τιμή της διαφοράς δυναμικού ψοχ. Για τη μοντελοποίηση του ρεύματος της πύλης υπολογίζεται η πιθανότητα να διαπεράσει ένα φορτίο το μονωτή με βάση τη σχέση:

$$p_{tun} = \begin{cases} \exp \left(-\frac{E_B \cdot t_{ox}}{X_B} \cdot \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 - \frac{|\psi_{ox}|}{X_B}}} + \sqrt{1 - \frac{|\psi_{ox}|}{X_B}} \right) \right), & |\psi_{ox}| < X_B \\ \exp \left(-\frac{E_B \cdot t_{ox}}{|\psi_{ox}|} \right), & |\psi_{ox}| \geq X_B \end{cases} \quad (2.2.5.3.1)$$

όπου

$$\psi_{ox} = V_{GB} - V_{FB} - \psi_p + 2q_s U_T, \quad (2.2.5.3.2)$$

η διαφορά δυναμικού στα áκρα του μονωτή, X_B το ύψος του κατωφλίου φαινομένου σήραγγας μεταξύ ημιαγωγού και μονωτή (tunneling barrier height), E_B παράμετρος προσαρμογής του μοντέλου για την τιμή του ηλεκτρικού πεδίου, ενώ στη σχέση αυτή δε συνυπολογίζεται η επιρροή áλλων φαινομένων.

Με βάση της πιθανότητα p_{tun} υπολογίζεται το ρεύμα της πύλης που θα διέρχεται από το μονωτή, το οποίο ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας δίνεται από διαφορετικό τύπο. Έτσι για την περιοχή της συσσώρευσης όπου οι ακροδέκτες πηγής/υποδοχής είναι ηλεκτρικά απομονωμένοι και óλο το ρεύμα έρχεται στον ακροδέκτη της πύλης από το υπόστρωμα δίνεται από:

$$I_{GB} = -K_G \cdot \frac{W \cdot L}{t_{ox}^2} \cdot \psi_{ox} \cdot |\psi_{ox}| \cdot p_{tun}, \quad V_{GB} < V_{FB} \quad , \quad (2.2.5.3.3)$$

ενώ στην περιοχή της αναστροφής και εξάντλησης όπου το ρεύμα της πύλης εισέρχεται στο κανάλι και διαμοιράζεται στην πηγή και υποδοχή ανάλογα με τις πολώσεις, δίνεται από τους τύπους:

$$I_{GC} = 2K_G \cdot \frac{W \cdot L}{t_{ox}^2} \cdot \psi_{ox} \cdot q_s \cdot n \cdot U_T \cdot p_{tun} \cdot \frac{2 + a_{gc}}{2 - B_{gc}}, \quad V_{GB} \geq V_{FB} \quad , \quad (2.2.5.3.4)$$

$$I_{GD} = I_{GC} \cdot \frac{2 - B_{gc}}{2 + a_{gc}} \cdot \frac{3 + a_{gc}}{3 - B_{gc}}, \quad (2.2.5.3.5)$$

$$I_{GS} = I_{GC} - I_{GD}, \quad (2.2.5.3.6)$$

όπου I_{GC} το ρεύμα της πύλης στο κανάλι, I_{GD} το ρεύμα της πύλης προς την υποδοχή, I_{GS} το ρεύμα της πύλης προς την πηγή και:

$$a_{gc} = \frac{q_d^2 + q_d - q_s^2 - q_s}{1 + 2q_s} \cdot \left(\frac{1}{q_s} + \frac{2 \cdot U_T}{\psi_{ox}} \right), \quad (2.2.5.3.7)$$

$$B_{gc} = \begin{cases} \frac{q_d^2 + q_d - q_s^2 - q_s}{1 + 2q_s} \cdot \frac{2 \cdot E_B \cdot t_{ox} \cdot U_T}{X_B^2} \cdot \frac{3 + \frac{|\psi_{ox}|}{X_B}}{4 + 2 \cdot \sqrt{1 - \frac{|\psi_{ox}|}{X_B} \cdot \left(2 + \frac{|\psi_{ox}|}{X_B} \right)}}, & |\psi_{ox}| < X_B \\ \frac{q_d^2 + q_d - q_s^2 - q_s}{1 + 2q_s} \cdot \frac{2 \cdot E_B \cdot t_{ox} \cdot U_T}{|\psi_{ox}| \cdot \psi_{ox}}, & |\psi_{ox}| \geq X_B \end{cases} \quad (2.2.5.3.8)$$

2.2.6 Θόρυβος

Μέχρι τώρα έχει θεωρηθεί ότι το ρεύμα στην υποδοχή ενός MOS τρανζίστορ μεταβάλλεται στο χρόνο μόνο όταν μία ή περισσότερες τάσεις, που επίσης μεταβάλλονται στο χρόνο, εφαρμοστούν στους ακροδέκτες του. Μία όμως πιο προσεκτική παρατήρηση του ρεύματος αποκαλύπτει στιγμιαίες διακυμάνσεις που χαρακτηρίζονται ως θόρυβος, και εμφανίζονται είτε εξωτερικά σήματα εφαρμόζονται είτε όχι. Τέτοιες διακυμάνσεις στις τιμές των ρευμάτων οφείλονται σε διάφορους μηχανισμούς εντός της διάταξης. Ο θόρυβος θέτει ένα κατώτατο όριο στο σήμα το οποίο μπορεί να ενισχυθεί από τη διάταξη και παρεμβαίνει στα ασθενή σήματα όταν το τρανζίστορ είναι μέρος κάποιου αναλογικού κυκλώματος. Επειδή λοιπόν ο θόρυβος αποτελεί μία σημαντική παράμετρο στη λειτουργία των κυκλωμάτων πρέπει να μοντελοποιηθεί προσεκτικά. Για τη μοντελοποίηση του θορύβου στο ρεύμα καναλιού προστίθεται και η συνιστώσα του ρεύματος που προκύπτει από τις διάφορες πηγές θορύβου όπως φαίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$i_{DS}(t) = I_{DS} + i_n(t), \quad (2.2.6.1)$$

όπου I_{DS} είναι το ρεύμα καναλιού στην ιδανική περίπτωση και $i_n(t)$ η συνιστώσα θορύβου του ρεύματος η οποία έχει μηδενική μέση τιμή. Η στιγμιαία τιμή του i_n δεν μπορεί να προβλεφθεί γι' αυτό και για το χαρακτηρισμό του $i_n(t)$ χρησιμοποιούνται η μέση τετραγωνική τιμή $\overline{i_n^2}$ και η ρίζα της μέσης τετραγωνικής τιμής (root mean square-rms) $\sqrt{\overline{i_n^2}}$. Ο θόρυβος μπορεί να χωριστεί στις παρακάτω κατηγορίες:

2.2.6.1 Θερμικός θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) υπάρχει σε συνθήκες θερμικής ισορροπίας (απουσία ρεύματος) σε κάθε αντιστάτη. Αυτός ο θόρυβος οφείλεται στις συγκρούσεις των ηλεκτρονίων με τα άτομα του αντιστάτη. Αν το κανάλι σε ένα MOS τρανζίστορ θεωρηθεί σαν μία επιφανειακή αντίσταση, ο θερμικός θόρυβος που αποδίδεται στη τυχαία θερμική κίνηση των φορέων μπορεί να εκφραστεί σε μορφή τάσης και ρεύματος ως:

$$\overline{u^2} = 4kTR \Delta f, \quad (2.2.6.1.1)$$

και

$$\overline{i^2} = \frac{4kT\Delta f}{R}, \quad (2.2.6.1.2)$$

όπου κ η σταθερά Boltzmann και Δf μικρό εύρος ζώνης γύρω από τη συχνότητα f . Ο θερμικός θόρυβος χαρακτηρίζεται και ως λευκός θόρυβος γιατί η πυκνότητα ισχύος του ($S_{UT}=4kRT$) είναι σταθερή έως πολύ μεγάλες συχνότητες (πάνω από 10^{12} Hz).

2.2.6.2 Θόρυβος Χαμηλών Συχνοτήτων ή 1/f Θόρυβος

Στις πολύ χαμηλές συχνότητες επικρατεί ο 1/f θόρυβος (ή flicker noise). Η πυκνότητα ισχύος για το ρεύμα του συγκεκριμένου θορύβου είναι ανάλογη της ποσότητας 1/f. Το ρεύμα σε ένα MOS τρανζίστορ συμπεριλαμβανομένου του 1/f θορύβου δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{i_n^2} = K \frac{I_{DS}^a}{f^b} \Delta f, \quad (2.2.6.2.1)$$

όπου K , a , b παράμετροι προσαρμογής του μοντέλου. Ο 1/f θόρυβος έχει σημαντική επιρροή στη λειτουργία των RF CMOS κυκλωμάτων στα οποία προκαλεί αύξηση της φάσης θορύβου, άρα ένα μοντέλο 1/f θορύβου είναι απαραίτητο στην RF σχεδίαση.

Το EKV3 για τη σωστή μοντελοποίηση του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων συνδυάζει τα μοντέλα McWhorter (κατάλληλο στην μέτρια και ισχυρή αναστροφή για γραμμική λειτουργία και κορεσμό) και Hooge (κατάλληλο σε χαμηλά επίπεδα αναστροφής και για χαμηλές τιμές της τάσης στην πύλη).

2.2.6.3 Μη στατικός Θόρυβος

Στην RF περιοχή λειτουργίας ο θερμικός θόρυβος του καναλιού διαπερνά στην πύλη μέσω της χωρητικής σύνδεσης του καναλιού με αυτήν. Η τιμή του μη-στατικού θορύβου στην πύλη (gate induced noise) είναι ανάλογη της συχνότητας σε αντίθεση με το θερμικό θόρυβο του καναλιού που είναι ανεξάρτητος από αυτήν. Συμμετρικά εμφανίζεται και θόρυβος στο υπόστρωμα αλλά σε πολύ μικρότερο βαθμό.

2.2.6.4 Θόρυβος Γένεσης-Ανασυνδυασμού

Ο θόρυβος γένεσης-ανασυνδυασμού (generation-recombination noise) πηγάζει από την ύπαρξη μηχανισμού που παγιδεύει στις παγίδες (traps) του οξειδίου κοντά στη

διεπαφή καναλιού-οξειδίου τους φορείς από το κανάλι και τους αποδεσμεύει εξαιτίας της θερμικής ενέργειας. Η πυκνότητα ισχύος βασίζεται στις υποθέσεις (α) οι παγίδες είναι ουδέτερες όταν είναι άδειες, (β) οι μηχανισμοί δέσμευσης και εκπομπής είναι αλληλοαποκλειόμενοι και (γ) γειτονικές παγίδες είναι ηλεκτρικά μονωμένες. Οι μηχανισμοί δέσμευσης και αποδέσμευσης προκαλούν διακυμάνσεις στον αριθμό των φορέων, καθώς με τη δέσμευση φορέων επέρχεται μείωση του ρεύματος του καναλιού και με την αποδέσμευση αύξηση. Αυτές οι διακυμάνσεις ονομάζονται Random Telegraph Signal (RTS) θόρυβος.

2.2.6.5 Θόρυβος Βολής

Τα MOS τρανζίστορ μικρών διαστάσεων με πάχος οξειδίου μερικά νανόμετρα παρουσιάζουν ένα πεπερασμένο ρεύμα πύλης. Οι φορείς στο κανάλι διαχωρίζονται από την πύλη μέσω του φράγματος δυναμικού το οποίο εάν είναι μικρό, μπορεί να διαπεραστεί από τους φορείς (tunneling effect). Οι φορείς που διαπερνούν το φράγμα τυχαία δημιουργούν το θόρυβο βολής (shot noise), ο οποίος είναι ανάλογος του ρεύματος διαρροής, και δίνεται από τη σχέση:

$$S_{IG} = 2qI_G. \quad (2.2.6.5.1)$$

2.2.6.6 Θόρυβος Αντίστασης Πύλης

Το ηλεκτρόδιο της πύλης, το οποίο συνήθως είναι φτιαγμένο από πολυκρυσταλλικό πυρίτιο, εισάγει μία πεπερασμένη τιμή για την αντίσταση με την οποία σχετίζεται ο θερμικός θόρυβος (gate resistance noise), η οποία δεν είναι αμελητέα. Γίνονται προσπάθειες για να μειωθεί η τιμή της αντίστασης (α) μέσω χρήσης μεταλλικών επιστρώσεων που μειώνουν την επιφανειακή αντίσταση της πύλης και (β) με τη χρήση πολυδακτυλικών διατάξεων.

2.2.6.7 Θόρυβος Αντίστασης Υποστρώματος

Το κανάλι ελέγχεται από την πάνω πλευρά από το ηλεκτρόδιο της πύλης και από την κάτω πλευρά από το ηλεκτρόδιο του υποστρώματος. Το υπόστρωμα κατά μήκος της περιοχής πηγής-υποδοχής μπορεί να αντικατασταθεί από μία αντίσταση στην οποία η τάση θορύβου συνδέεται με τη διαγωγιμότητα g_{mb} . Η αντίσταση υποστρώματος R_{SB} συνδέεται με το ρεύμα θορύβου μέσω της σχέσης:

$$S_{ID} = 4kRTR_{SB}g_{mb}^2. \quad (2.2.6.7.1)$$

Παρόλο που η διαγωγιμότητα του υποστρώματος είναι μικρότερη από τη διαγωγιμότητα της πύλης υπό συγκεκριμένες συνθήκες ο θόρυβος από το υπόστρωμα (substrate resistance noise) δεν μπορεί να αγνοηθεί. Υψηλός βαθμός νόθευσης του υποστρώματος και ανάστροφη πόλωση του υποστρώματος μειώνουν τη συμβολή του υποστρώματος στο θόρυβο.

2.3 Μοντελοποίηση σε Χαμηλές και Υψηλές Συχνότητες

Αν και η βασική συμπεριφορά του τρανζίστορ καθορίζεται κυρίως από το εσώτερο μέρος (intrinsic part) του τρανζίστορ, δηλαδή την περιοχή που περιβάλλεται από το οξείδιο και το ηλεκτρόδιο της πύλης από πάνω, από το υπόστρωμα από κάτω και από τις διόδους της πηγής και της υποδοχής σε κάθε πλευρά, το εξωτερικό μέρος (extrinsic part) παίζει επίσης ουσιαστικό ρόλο είτε στην περίπτωση διατάξεων μικρών διαστάσεων είτε/και στην περίπτωση που η συχνότητα λειτουργίας είναι μεγάλη. Το εσώτερο μέρος του τρανζίστορ σαφώς κυριαρχεί στη λειτουργία του καθώς είναι η ενεργή περιοχή που προσφέρει τη διαγωγιμότητα και επιτρέπει την ενίσχυση αλλά το περιβάλλον φυσικές δομές που πρέπει επίσης να μοντελοποιηθούν προκειμένου να περιγραφεί με ακρίβεια η συμπεριφορά του τρανζίστορ.

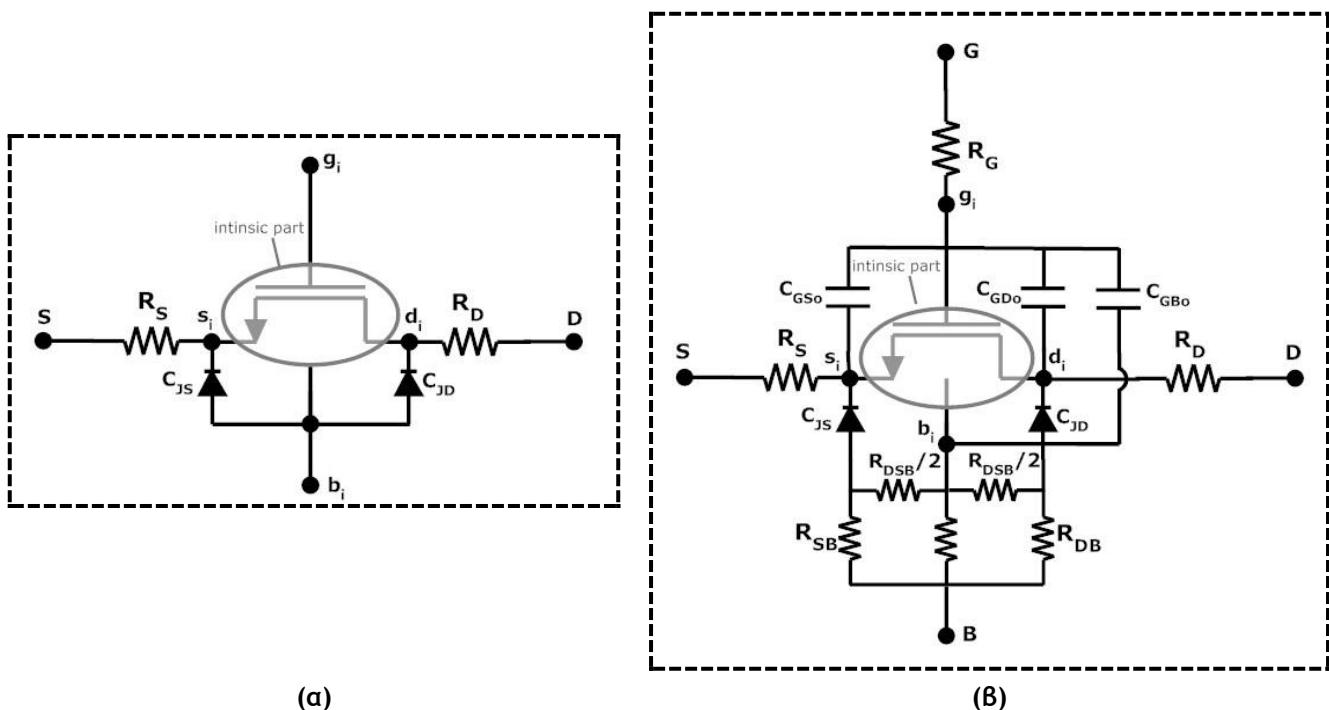
Για την πρόσβαση στους εσωτερικούς ακροδέκτες πηγής υποδοχής (κόμβοι s_i και d_i στο Σχήμα 2.3.1) απαιτούνται οι SDE περιοχές καθώς και οι περιοχές διάχυσης της πηγής/υποδοχής οι οποίες καλύπτονται από πυρίτιο και συμπεριλαμβάνουν τις μεταλλικές συνδέσεις (vias). Όλα αυτά τα μέρη προσθέτουν κάποιες παρασιτικές αντιστάσεις οι οποίες μοντελοποιούνται από τις αντιστάσεις R_S και R_D .

Η πύλη κατασκευάζεται συνήθως από πολυκρυσταλλικό πυρίτιο και συχνά καλύπτεται από πυρίτιο για να μειωθεί η αντίσταση της πύλης. Παρόλο που η αντίσταση αυτή είναι μικρή (της τάξης των μερικών Ω/\square) είναι πολύ σημαντική στην σχεδίαση RF IC κυκλωμάτων, όπου και οι μικρές αντιστάσεις είναι σημαντικές. Η πρόσβαση στον εσωτερικό ακροδέκτη της πύλης (κόμβος g_i στο Σχήμα 2.3.1) μπορεί επίσης να μοντελοποιηθεί από την αντίσταση R_G .

Η μοντελοποίηση της αντίστασης του υποστρώματος είναι πιο πολύπλοκη και εξαρτάται από τη δομή της διάταξης. Συνήθως μία μόνο σειριακή αντίσταση R_B επαρκεί στις περισσότερες περιπτώσεις. Το EKV3 μοντέλο χρησιμοποιεί ένα συμμετρικό δίκτυο πέντε αντιστάσεων (R_B , R_{DSB} , R_{SB} , R_{DB}), ως προς τα άκρα του καναλιού, προκειμένου να

μοντελοποιήσει στο βέλτιστο την αντίσταση του υποστρώματος, ενώ δίνει τη δυνατότητα στο σχεδιαστή να χρησιμοποιήσει οποιοδήποτε συνδυασμό αυτών που να εξυπηρετεί τις ανάγκες του.

Εκτός από τις σειριακές αντιστάσεις R_S , R_D , R_G και R_B ως εξωτερικά στοιχεία μοντελοποιούνται και οι χωρητικότητες επικάλυψης C_{GS0} (ανάμεσα στην πύλη και την πηγή) και C_{GD0} (ανάμεσα στην πύλη και την υποδοχή), λόγω της επικάλυψης της πύλης και του οξειδίου της πύλης πάνω από τις SDE περιοχές, και C_{GB0} (ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα), λόγω της επέκτασης του ηλεκτροδίου της πύλης πάνω στο υπόστρωμα. Επιπλέον οι δίοδοι στην πηγή και την υποδοχή μοντελοποιούνται από χωρητικότητες σύζευξης (junction capacitances) και συγκεκριμένα από τις C_{JS} και C_{JD} .



Σχήμα 2.3.1 Απεικόνιση των μακρομοντέλων τα οποία περιγράφουν τόσο τη λειτουργία του εσωτερικού μέρους όσο και του εξωτερικού, (a) LF-μακρομοντέλο για χρήση στις χαμηλές συχνότητες και (B) RF-μακρομοντέλο για χρήση στις υψηλές συχνότητες.

Παρόλο που είναι δυνατό να μοντελοποιηθεί με αρκετή λεπτομέρεια η συμπεριφορά της διάταξης λαμβάνοντας υπόψη κάθε μικρή αντίσταση ή χωρητικότητα, αυτή η λύση δεν προτιμάται καθώς οδηγεί σε περίπλοκα ισοδύναμα κυκλώματα, που απαιτούν μεγάλο χρόνο για την προσομοίωση τους ενώ καμιά φορά είναι δύσκολο ή ακόμα και αδύνατο να εξαχθούν οι τιμές των στοιχείων του. Στις χαμηλές συχνότητες χρησιμοποιείται το μακρομοντέλο του Σχήματος 2.3.1(a) καθώς σε αυτή τη λειτουργία επηρεάζουν κυρίως οι σειριακές αντιστάσεις πηγής/υποδοχής και οι χωρητικότητες σύζευξης C_{JS} και C_{JD} , ενώ σε υψηλές συχνότητες χρησιμοποιείται το μακρομοντέλο του

Σχήματος 2.3.1(β) που περιλαμβάνει και όλα τα υπόλοιπα παρασιτικά στοιχεία. Καθώς η μοντελοποίηση των χωρητικοτήτων επικάλυψης έχει ήδη αναφερθεί στις παρακάτω ενότητες θα αναφερθούμε στη μοντελοποίηση των σειριακών αντιστάσεων.

2.3.1 Αντιστάσεις Πηγής και Υποδοχής

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3.2, οι αντιστάσεις πηγής/υποδοχής αποτελούνται από διάφορα μέρη και πιο συγκεκριμένα από την αντίσταση εξαιτίας των μεταλλικών συνδέσεων (vias) R_{via} , από την επικάλυψη πυριτίου (salicide) R_{sal} , την αντίσταση ανάμεσα στην επίστρωση πυριτίου (salicide) και την περιοχή διάχυσης R_{con} και την αντίσταση της SDE περιοχής R_{sde} . Συνεπώς οι αντιστάσεις πηγής/υποδοχής δίνονται από το άθροισμα των παραπάνω αντιστάσεων από τη σχέση:

$$R_{S(D)} = R_{sde} + R_{con} + R_{sal} + R_{via} \equiv R_{sde} + R_{con}. \quad (2.3.1.1)$$

Η παραπάνω προσέγγιση προκύπτει από τον κυρίαρχο ρόλο που έχουν οι αντιστάσεις R_{con} και R_{sde} στις σειριακές αντιστάσεις R_s , R_D . Οι αντιστάσεις R_{sal} και R_{sde} ορίζονται από τις σχέσεις:

$$R_{sde} = \frac{L_{dif}}{W} R_{sde[]}, \quad (2.3.1.2)$$

$$R_{sal} = \frac{L_{sal}}{W} R_{sal[]}, \quad (2.3.1.3)$$

όπου L_{dif} το μήκος των SDE περιοχών και L_{sal} το μισό του πλάτους της salicide περιοχής όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.3.2. $R_{sde[]}$ και $R_{sal[]}$ είναι οι επιφανειακές αντιστάσεις των SDE και salicide περιοχών αντίστοιχα, με τυπικές τιμές της τάξης των ΚΩ για την $R_{sde[]}$ και της τάξης των Ω για την $R_{sal[]}$. Η συνολική R_{via} εξαρτάται από τον αριθμό των vias σε κάθε περιοχή διάχυσης πηγής/υποδοχής και είναι της τάξης των μερικών Ω ανά via.

Καθώς το μεγαλύτερο μέρος του ρεύματος διέρχεται από το salicide παρά από την περιοχή διάχυσης, αφού η δεύτερη παρουσιάζει μεγαλύτερη αντίσταση, ακόμα και αν αυξηθεί το μήκος του salicide περισσότερο από μία τιμή που ορίζεται ως H_{dif} η αντίσταση R_{con} ανά πλάτος δακτύλου δεν μειώνεται παρόλο που το κάτω μέρος της επαφής μεταξύ salicide και silicon αυξάνεται.

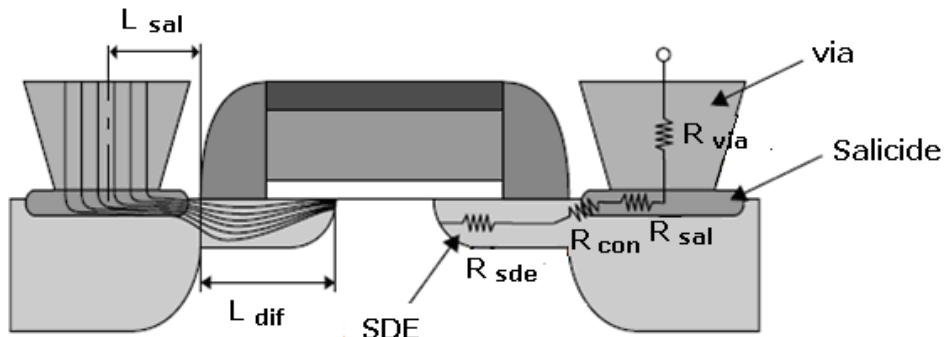
Αφού το μήκος των SDE περιοχών L_{dif} είναι σχεδόν σταθερό, οι αντιστάσεις R_s και

R_D εξαρτώνται από το πλάτος δακτύλου (W_f) και από τον αριθμό των δακτύλων (NF) με βάση τη σχέση:

$$R_{S(D)} \cong R_{con} + R_{sde}(V_G, V_{S(D)}) \cong \frac{0.5 R_{dsW}(V_G, V_{S(D)})}{W_f \cdot N_f}, \quad (2.3.1.4)$$

όπου R_{dsW} είναι η συνολική αντίσταση πηγής/υποδοχής ανά μονάδα πλάτους και είναι συνήθως της τάξης των KΩ.

Εξαιτίας της πτώση τάσης κατά μήκος των σειριακών αντιστάσεων πηγής/υποδοχής, οι τάσεις στους εσωτερικούς ακροδέκτες s_i και d_i είναι μικρότερες από τις εξωτερικές τάσεις που εφαρμόζονται. Καθώς όμως το ρεύμα καθορίζεται από τις τιμές των τάσεων στους εσωτερικούς ακροδέκτες είναι μικρότερο εξαιτίας της παρουσίας των σειριακών αντιστάσεων, ενώ οι διαγωγιμότητες των εξωτερικών κόμβων θα είναι μικρότερες από αυτές των εσωτερικών.



Σχήμα 2.3.2 Απεικόνιση των διάφορων μερών από τα οποία αποτελούνται οι σειριακές αντίστασις R_s και R_D .

2.3.2 Αντίσταση Πύλης

Η αντίσταση πύλης R_G παίζει σημαντικό ρόλο στη λειτουργία του τρανζίστορ καθώς επηρεάζει το δείκτη θορύβου σε χαμηλές και υψηλές συχνότητες, αλλά και τη συνολική συμπεριφορά του σε υψηλές συχνότητες. Τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται στις υψηλές συχνότητες είναι πολυδακτυλικά, όπως αυτό του Σχήματος 2.3.3 στο οποίο $NF = 4$, ενώ η αντίσταση πύλης αποτελείται από διάφορα μέρη. Έτσι στο πάνω μέρος του καναλιού αντιστοιχεί αντίσταση R_{Gtop} , στην περιοχή εκτός του καναλιού αντιστοιχεί αντίσταση R_{Gext} , αντίσταση για τα vias R_{Gvia} και αντίσταση ανάμεσα στην επίστρωση πυριτίου και του πολυκρυσταλλικού πυριτίου R_{Gcon} (Σχήμα 1.3.1). Οπότε η συνολική

αντίσταση πύλης δίνεται από τη σχέση:

$$R_G = R_{Gtop} + R_{Gext} + R_{Gvia} + R_{Gcon} . \quad (2.3.2.1)$$

Η αντίσταση R_{Gtop} μοντελοποιείται από τη σχέση:

$$R_{Gtop} = \frac{1}{3} \frac{W_f}{N_f L_f} R_{G[]}, \quad (2.3.2.2)$$

όπου $R_{G[]}$ η επιφανειακή αντίσταση της πύλης και L_f το μήκος ενός δακτύλου. Η αντίσταση R_{Gext} εξαρτάται κυρίως από τη γεωμετρία και τη θέση των μεταλλικών συνδέσεων. Εάν η πύλη έχει μεταλλικές συνδέσεις κατά μήκος του μετάλλου τότε δίνεται από τη σχέση:

$$R_{Gext} = \frac{W_{ext}}{N_f L_f} R_{G[]}. \quad (2.3.2.3)$$

Η αντίσταση των vias εξαρτάται από τον αριθμό N_{via} αυτών και δίνεται από τη σχέση:

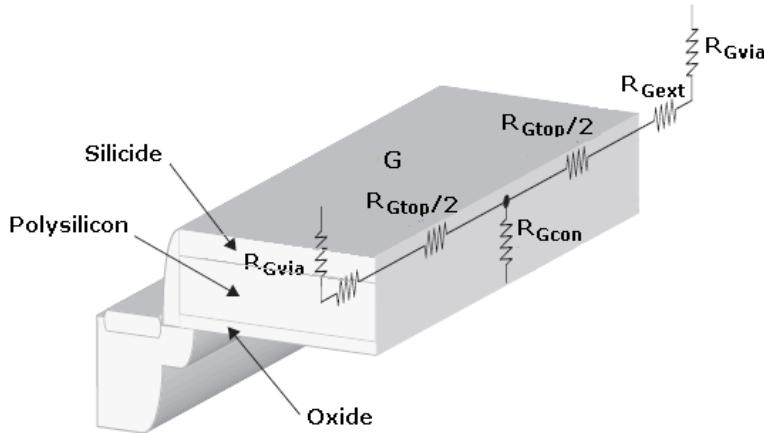
$$R_{Gvia} = \frac{N_{via}}{R_{via}}, \quad (2.3.2.4)$$

όπου R_{via} αντίσταση ενός via, ενώ η αντίσταση R_{Gcon} καθορίζεται από:

$$R_{Gcon} = \frac{\rho_{con}}{N_f W_f L_f}, \quad (2.3.2.5)$$

όπου ρ_{con} η ειδική διαγωγιμότητα πυριτίου-πολυκρυσταλλικού πυριτίου (σε A/V m²). Η αντίσταση της πύλης μπορεί να μειωθεί σημαντικά εάν συνδεθεί η πύλη και από τις δύο πλευρές (two-side gate contact) (Σχήμα 1.3.1 (β)). Ανάλογα με τον τρόπο που συνδέεται η πύλη, η αντίσταση αυτής περιγράφεται ως:

$$R_G = \begin{cases} \frac{1}{3} \cdot \frac{W_f}{N_f L_f} R_{G,[]} & one - sided \\ \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{W_f}{N_f L_f} R_{G,[]} & two - sided \end{cases} . \quad (2.3.2.6)$$



Σχήμα 2.3.4 Απεικόνιση των διάφορων μερών από τα οποία αποτελείται η αντίσταση πύλης R_G .

Σε τεχνολογίες με ονομαστικό πλάτος μεγαλύτερο των $0.18\mu m$, το ρεύμα της πύλης μπορεί να αγνοηθεί και κατ' επέκταση η αντίσταση πύλης. Αυτό βέβαια παύει να ισχύει στις υπομικρομετρικές τεχνολογίες όπου το οξείδιο είναι τόσο λεπτό με αποτέλεσμα το ρεύμα της πύλης να διαπερνά το οξείδιο. Σε αυτές τις τεχνολογίες η πτώση τάσης στην αντίσταση πύλης επηρεάζει τη dc λειτουργία του τρανζίστορ.

2.3.3 Δίκτυο Αντιστάσεων Υποστρώματος

Η χρήση ενός δικτύου αντιστάσεων μπορεί να κάνει τη δομή του μακρομοντέλου πιο περίπλοκη αλλά επιτρέπει την καλύτερη προσαρμογή του μοντέλου στις σύγχρονες τεχνολογίες. Ταυτόχρονα, σημαντική είναι και η ταχύτητα με την οποία το μοντέλο προσεγγίζει τις απώλειες του υποστρώματος μέσω του δικτύου αντιστάσεων. Μια ιδανική δομή στην υψησυχνή λειτουργία είναι αυτή των πέντε αντιστάσεων, η οποία παρουσιάζει συμμετρία ως προς τα άκρα του καναλιού, ενώ λόγω πολυπλοκότητας προσεγγίζει περισσότερο τη φυσική διάταξη του τρανζίστορ.

Οι τιμές των αντιστάσεων διαφοροποιούνται ανάλογα με τη γεωμετρία και το σχήμα της μεταλλικής επαφής του υποστρώματος. Συγκεκριμένα στην περίπτωση που το τρανζίστορ έχει άρτιο πλήθος δακτύλων (Σχήμα 1.3.1), ο ακροδέκτης της πηγής έχει τις περισσότερες ενεργές περιοχές αλλά και τις δύο ακραίες ενεργές περιοχές. Με αυτό τον τρόπο ελαχιστοποιείται η παρασιτική χωρητικότητα ανάμεσα στη δίοδο επαφή της υποδοχής (όπου λαμβάνεται η έξοδος) με το υπόστρωμα. Οι εξισώσεις που συνδέουν τις αντιστάσεις του υποστρώματος με τη γεωμετρία της διάταξης είναι:

$$R_B^{-1} = \left(\frac{R_{B,W}}{2 \cdot W_f} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{B,N}}{2 \cdot N_f} \right)^{-1}, \quad (2.3.3.1)$$

$$R_{SB}^{-1} = \begin{cases} \left(\frac{R_{SB,W}}{2 \cdot W_f} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{SB,N}}{2 \cdot N_f} \right)^{-1}, & \text{όταν } N_f \text{ áρτιος} \\ \left(\frac{R_{SB,W}}{W_f} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{SB,N}}{N_f} \right)^{-1}, & \text{όταν } N_f \text{ περιττός} \end{cases} \quad (2.3.3.2)$$

$$R_{DB}^{-1} = \begin{cases} \left(\frac{R_{DB,W}}{2 \cdot W_f} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{DB,N}}{2 \cdot N_f} \right)^{-1}, & \text{όταν } N_f \text{ áρτιος} \\ R_{SB}^{-1}, & \text{όταν } N_f \text{ περιττός} \end{cases} \quad (2.3.3.3)$$

$$R_{DSB} = R_{DSB,W} \cdot \frac{L_f}{W_f \cdot N_f}, \quad (2.3.3.4)$$

όπου $R_{B,W}$ η πλευρική αντίσταση ανά μονάδα πλάτους ανάμεσα στην περιοχή του υποστρώματος που βρίσκεται κάτω από ένα ακραίο κανάλι και τις πλευρικές μεταλλικές επαφές του υποστρώματος, $R_{B,N}$ η αντίσταση που εμφανίζεται σε κάθε δάκτυλο ανάμεσα από το υπόστρωμα και τον άνω ή κάτω άξονα της μεταλλικής επαφής του υποστρώματος, $R_{DSB,W}$ η επιφανειακή αντίσταση ανά τετράγωνο ανάμεσα σε δύο περιοχές υποστρώματος που βρίσκονται κάτω από γειτονικές περιοχές πηγής/υποδοχής και $R_{SB,W}$, $R_{SB,N}$, $R_{DB,W}$ και $R_{DB,N}$, οι αντίστοιχες αντιστάσεις ανά μονάδα πλάτους ή δακτύλου από τις περιοχές του υποστρώματος εκατέρωθεν των ενεργών περιοχών πηγής/υποδοχής. Οι παραπάνω εξισώσεις διαφοροποιούνται και ανάλογα με το σχήμα της μεταλλικής σύνδεσης του υποστρώματος.

Κεφάλαιο 3ο : Εξαγωγή Παραμέτρων σε Υψηλές Συχνότητες

Τα αναλυτικά MOSFET μοντέλα, όπως το EKV3, περιγράφουν τη φυσική λειτουργία του τρανζίστορ μέσα από ένα σύνολο εξισώσεων. Οι εξισώσεις αυτές, συνδέουν τα ηλεκτρικά μεγέθη του MOS τρανζίστορ, ενώ ταυτόχρονα ενσωματώνουν τα φυσικά φαινόμενα, που ολοκληρώνουν το χαρακτηρισμό της συμπεριφοράς του τρανζίστορ, με τη χρήση παραμέτρων. Οι παράμετροι χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: (α) στις παραμέτρους του στοιχείου (instance), που περιγράφουν κάθε διάταξη μέσω των γεωμετρικών του χαρακτηριστικών και (β) στις παραμέτρους του μοντέλου (model) που χαρακτηρίζουν μια συγκεκριμένη τεχνολογία. Instance παράμετροι είναι το μήκος L , το πλάτος W , ο αριθμός των δακτύλων NF για πολυδακτυλικές διατάξεις, η περίμετρος και η επιφάνεια των ενεργών περιοχών πηγής/υποδοχής κλπ. Οι instance παράμετροι καθορίζονται από το σχεδιαστή σε αντίθεση με τις model παραμέτρους που σχετίζονται με τα υλικά της τεχνολογίας και τη διαδικασία κατασκευής των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και έχουν συγκεκριμένες τιμές για κάθε τεχνολογία.

Με τη βοήθεια των model παραμέτρων, το μοντέλο προσπαθεί να περιγράψει με όσο το δυνατό μεγαλύτερη ακρίβεια τη συμπεριφορά των τρανζίστορ μιας τεχνολογίας ανεξάρτητα από τις διαστάσεις τους. Για το σκοπό αυτό είναι απαραίτητη η εύρεση ενός συνόλου ιδανικών τιμών για τις παραμέτρους τέτοιες ώστε το μοντέλο να προσεγγίζει την πραγματική συμπεριφορά των τρανζίστορ. Για την εξαγωγή του συνόλου τιμών των παραμέτρων χρησιμοποιούνται μετρήσεις σε στατική λειτουργία, σε χαμηλές και υψηλές συχνότητες, σε λειτουργία μικρού και μεγάλου σήματος σε ένα ευρύ πλήθος διατάξεων διαφόρων γεωμετρικών χαρακτηριστικών.

Η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων για μια τεχνολογία είναι αρκετά περίπλοκη ενώ δεν μπορούν να εξαχθούν ταυτόχρονα όλες οι παράμετροι, εξαιτίας της πολυπλοκότητας των εξισώσεων, του αριθμού των παραμέτρων και του πλήθους των μετρήσεων. Παρόλο που το EKV3 έχει σχετικά μικρό αριθμό παραμέτρων συγκριτικά με άλλα μοντέλα, το σύνολο των φυσικών φαινομένων που ενσωματώνει, επηρεάζουν ταυτόχρονα τη συμπεριφορά του τρανζίστορ, καθιστώντας απαραίτητη τη μεθόδευση της διαδικασίας εξαγωγής τους.

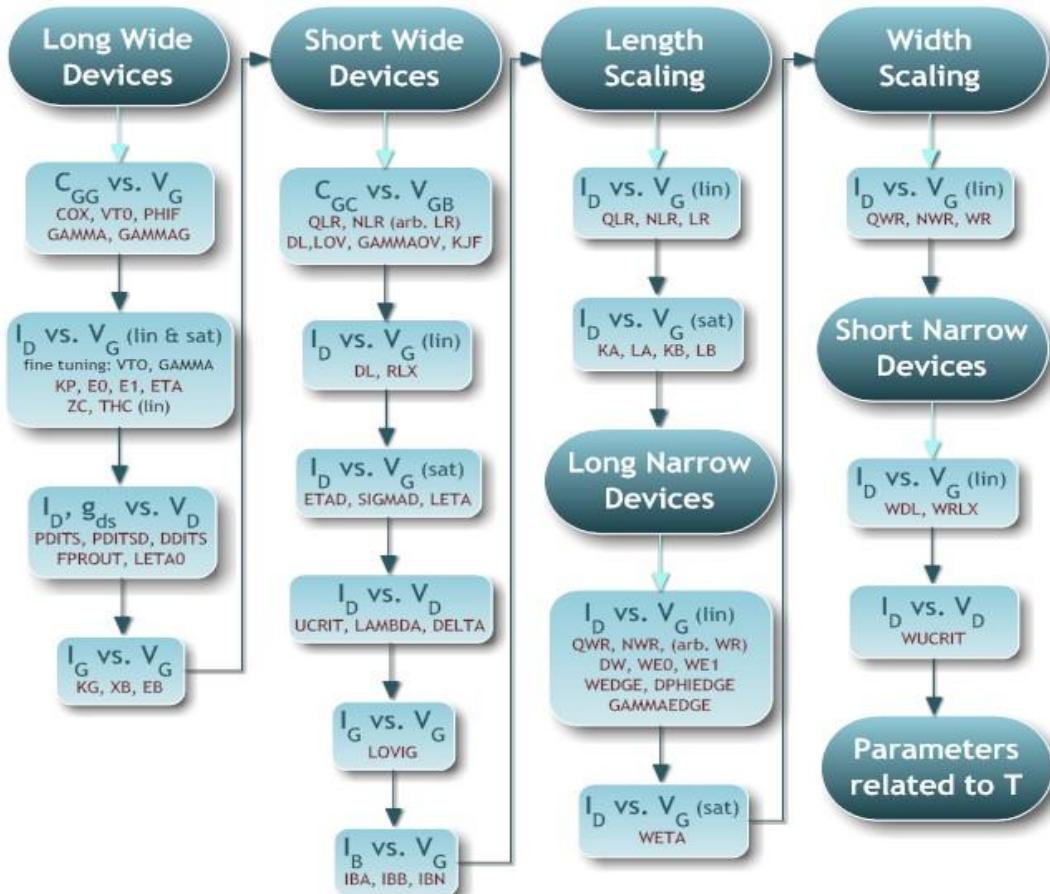
Μέχρι σήμερα έχει παρουσιαστεί η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων του EKV3 μοντέλου που αφορούν την DC και CV λειτουργία των διατάξεων. Εξαιτίας όμως της έντονης χρήσης των τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες είναι απαραίτητη η εύρεση μιας μεθοδολογίας εξαγωγής των παραμέτρων που αφορούν την RF συμπεριφορά. Η παρουσίαση μια τέτοιας μεθοδολογίας για το EKV3 MOSFET μοντέλο επιδιώκεται μέσα

από αυτό το κεφάλαιο. Καθώς όμως η διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων αρχίζει από το σημείο που σταματά η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων στην DC και CV λειτουργία, θα γίνει αρχικά μια σύντομη αναφορά στη διαδικασία εξαγωγής αυτών.

Λόγω των διαφορετικών υλικών αλλά και της διαφορετικής διαδικασίας κατασκευής που χρησιμοποιούνται για τα NMOS και PMOS τρανζίστορ οι παράμετροι εξάγονται διαφορετικά για τα δύο αυτά είδη διατάξεων. Σε όλο το κεφάλαιο χρησιμοποιείται η έκδοση 301.02 του EKV3 μοντέλου.

3.1 Εξαγωγή παραμέτρων σε Δυναμική και Στατική Λειτουργία

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων που αφορούν τη CV και DC λειτουργία των τρανζίστορ. Η διαδικασία παρουσιάζεται υπό μορφή βημάτων (Σχήμα 3.1) με σκοπό την όσο το δυνατό απλοποίηση της, χωρίς να αποφεύγονται κάποιες επαναλήψεις και βελτιώσεις στις τιμές παραμέτρων που έχουν ήδη εξαχθεί.



Σχήμα 3.1 Διάγραμμα ροής των βημάτων που πρέπει να ακολουθηθούν κατά τη διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων σε CV και DC λειτουργία

3.1.1 Διάταξη με Μεγάλο Μήκος και Πλάτος Καναλιού

Η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων ξεκινάει από μία διάταξη μεγάλων διαστάσεων που παρουσιάζει πιο απλή συμπεριφορά καθώς δεν επηρεάζεται από φαινόμενα που εμφανίζονται σε διατάξεις μικρών διαστάσεων.

3.1.1.1 Ανάλυση C_{GG} vs. V_G

Αρχικά μελετάται η χωρητικότητα ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα όταν η πηγή και η υποδοχή έχουν βραχυκυκλωθεί με το υπόστρωμα.. Από την ανάλυση C_{GG} vs. V_G εξάγονται οι βασικές παράμετροι που αφορούν τις ιδιότητες του πυρήνα της διάταξης. Πιο συγκεκριμένα εξάγονται η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφανείας (COX), η τάση κατωφλίου (VTO), η τάση Fermi (PHIF), ο συντελεστής φαινομένου σώματος (GAMMA) και η παράμετρος που αφορά τη νόθευση της πύλης (GAMMAG). Η τιμή του COX επηρεάζεται και από τα κβαντικά φαινόμενα των οποίων οι παράμετροι (AQMA, AQMI, ETAQM) εξάγονται επίσης από αυτή την ανάλυση.

Κάθε μία από αυτές τις παραμέτρους επηρεάζει σε διαφορετική περιοχή ή με διαφορετικό τρόπο την ανάλυση C_{GG} vs. V_G . Έτσι η παράμετρος COX εξάγεται από τις περιοχές βαθειάς συσσώρευσης ή/και ισχυρής αναστροφής, η VTO καθορίζει το σημείο μετάβασης από την ασθενή στην ισχυρή αναστροφή, η PHIF επηρεάζει το άνοιγμα της καμπύλης στην περιοχή απογύμνωσης, η GAMMA σχετίζεται με την ελάχιστη τιμή του C_{GG} και η GAMMAG με καθορίζει την κλίση της καμπύλης στην ισχυρή αναστροφή.

3.1.1.2 Ανάλυση I_D vs. V_G

Το επόμενο βήμα στην εξαγωγή παραμέτρων είναι η μελέτη της εξάρτησης του ρεύματος και κατ' επέκταση και της διαγωγιμότητας ως προς την τάση στην πύλη. Αρχικά, γίνεται μία επιπλέον ρύθμιση των τιμών των παραμέτρων GAMMA και VTO μέσω της ανάλυσης I_D vs. V_G σε λογαριθμική κλίμακα, όταν το τρανζίστορ είναι σε γραμμική λειτουργία και πιο συγκεκριμένα στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής.

Στη συνέχεια εξετάζονται οι παράμετροι που σχετίζονται με την κινητικότητα (KP) και με το φαινόμενο της εξάρτησης της κινητικότητας από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο (E0, E1, ETA). Οι παραπάνω παράμετροι εξάγονται από τη γραμμική κλίμακα των αναλύσεων I_D vs. V_G και g_m vs. V_G , σε γραμμική λειτουργία και σε κορεσμό, στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής.

Τέλος, από την ανάλυση I_D vs. V_G στην γραμμική λειτουργία, σε γραμμική κλίμακα,

εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το φαινόμενο της σκέδασης Coulomb (TCH, ZC). Να σημειωθεί ότι καθώς το φαινόμενο είναι πιο έντονο σε χαμηλές θερμοκρασίες, σε θερμοκρασία δωματίου μπορεί να αγνοηθεί για συγκεκριμένες τεχνολογίες.

3.1.1.3 Ανάλυση I_D , vs. V_D

Από την ανάλυση της εξάρτησης του ρεύματος ως προς την τάση εξόδου στην υποδοχή και συγκεκριμένα από την αγωγιμότητα εξόδου g_{ds} εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το φαινόμενο DITS (PDITS, PDITSD, DDITS, FPROUT) και το φαινόμενο charge sharing (LETA0) που παρόλο που εμφανίζεται συνήθως σε τρανζίστορ μικρού μήκους λόγω των pocket implants είναι έντονο και σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Καθώς όλες οι παραπάνω παράμετροι επηρεάζουν κυρίως την περιοχή του κορεσμού για μεγάλες τιμές της τάσης V_{DS} , εξάγονται σε αυτή την περιοχή από την ανάλυση g_{ds} vs. V_D σε λογαριθμική κλίμακα, ενώ εν συνεχεία γίνεται και επαλήθευση των τιμών αυτών μέσω της ανάλυσης I_D , vs. V_D σε γραμμική κλίμακα.

3.1.1.4 Ανάλυση I_G vs. V_G

Καθώς σε διατάξεις μεγάλων διαστάσεων η πύλη έχει μεγαλύτερη επιφάνεια, το ρεύμα διαρροής της πύλης θα είναι πιο μεγάλο. Έτσι από τη μελέτη του ρεύματος στην πύλη ως προς την τάση σε αυτήν, ανάλυση I_G vs. V_G , εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το ρεύμα της πύλης (XB, EB, KG). Η εξαγωγή τους γίνεται σε λογαριθμική κλίμακα όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην γραμμική περιοχή αλλά και σε κορεσμό.

3.1.2 Διάταξη με Μικρό Μήκος και Μεγάλο Πλάτος Καναλιού

Αφού έχουν εξαχθεί οι παράμετροι που αφορούν διατάξεις μεγάλου μήκους και πλάτους, ακολουθεί η εξαγωγή παραμέτρων που αφορούν φαινόμενα μικρού μήκους και άρα μελετάται μία διάταξη μικρού μήκους και μεγάλου πλάτους.

3.1.2.1 Ανάλυση C_{GC} vs. V_{GB}

Εξαιτίας του RSCE φαινομένου, παρατηρείται μία διαφορετική τιμή για την τάση κατωφλίου, το συντελεστή φαινομένου σώματος και την τιμή της τάσης Fermi, στις διατάξεις μικρού μήκους. Η διαφορετικές αυτές τιμές ρυθμίζονται μέσω των παραμέτρων που σχετίζονται με το RSCE (LR, QLR, NLR) μέσω της ανάλυσης C_{GC} vs. V_{GB} , ενώ

ακολουθείται η παρακάτω διαδικασία. Αρχικά επιλέγεται μία τυχαία τιμή για την παράμετρο LR (εφόσον δεν υπάρχει πληροφορία από τον κατασκευαστή για το μήκος των pocket implants με το οποίο σχετίζεται αυτή η παράμετρος) και στη συνέχεια ρυθμίζονται οι παράμετροι QLR, NLR έτσι ώστε το μοντέλο να προσαρμόζεται σωστά στις μετρήσεις. Η πλήρης εξαγωγή των τριών παραμέτρων ολοκληρώνεται στο βήμα της μελέτης διατάξεων με διάφορα μήκη καναλιού.

Από την ίδια ανάλυση, C_{GC} vs. V_{GB} , εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το ενεργό μήκος καναλιού (DL), με τις χωρητικότητες επικάλυψης (LOV, GAMMAOV) και με τις χωρητικότητες θυσάνωσης (KJF, CJF). Η παράμετρος DL εξάγεται από την περιοχή της ισχυρής αναστροφής, οι παράμετροι LOV, GAMMAOV από την περιοχή της συσσώρευσης και οι παράμετροι KJF, CJF στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής.

3.1.2.2 Ανάλυση I_D vs. V_G

Στη γραμμική λειτουργία και σε ισχυρή αναστροφή, από τη μελέτη της εξάρτησης του ρεύματος και της διαγωγιμότητας από την τάση στην πύλη, αναλύσεις I_D vs. V_G και g_m vs. V_G , γίνεται επιβεβαίωση και επιπλέον ρύθμιση της παραμέτρου DL. Εν συνεχείᾳ, και για τις ίδιες συνθήκες, εξάγεται η παράμετρος που σχετίζεται με τις σειριακές αντιστάσεις στην πηγή και την υποδοχή (RLX). Λόγω της περαιτέρω ρύθμισης της παραμέτρου DL σε αυτή την ανάλυση, μπορεί να προκύψουν διαφορές μεταξύ των ενεργών μηκών που χρησιμοποιούνται για τις διαχωρητικότητες και το ρεύμα. Για το σκοπό αυτό, σε αυτό το σημείο συνίσταται η εξαγωγή της τιμής της παραμέτρου DLC από την ανάλυση C_{GC} vs. V_{GB} .

Στην περιοχή του κορεσμού, εμφανίζονται φαινόμενα τα οποία επικρατούν ταυτόχρονα. Έτσι λοιπόν είναι δύσκολο να οριστούν ειδικές συνθήκες όπου επικρατεί ένα από αυτά. Από τις αναλύσεις I_D vs. V_G και g_m vs. V_G εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με τα φαινόμενα DIBL (ETAD, SIGMAD) και charge sharing (LETA). Συγκεκριμένα οι παράμετροι ETAD και SIGMAD εξάγονται συγκρίνοντας την περιοχή της μέτριας αναστροφής στη γραμμική λειτουργία και στον κορεσμό ενώ η παράμετρος LETA επηρεάζει την τάση κατωφλίου και το συντελεστή φαινομένου σώματος για διαφορετικές τιμές της τάσης V_B στο υπόστρωμα.

3.1.2.3 Ανάλυση I_D vs. V_D

Στην ανάλυση I_D vs. V_D και για την περιοχή λειτουργίας του κορεσμού επικρατούν τα φαινόμενα του κορεσμού της ταχύτητας και CLM. Έτσι λοιπόν εξάγονται οι παράμετροι

UCRIT και DELTA που σχετίζονται με το πρώτο φαινόμενο και η παράμετρος LAMBDA που σχετίζεται με το δεύτερο. Επιπλέον, η αγωγιμότητα εξόδου g_{ds} επηρεάζεται, ειδικά στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής, και από τα φαινόμενα DIBL και charge sharing τα οποία έχουν ήδη μελετηθεί. Οπότε προσοχή απαιτείται στην εξαγωγή των παραμέτρων που σχετίζονται με όλα αυτά τα φαινόμενα ώστε το μοντέλο να απεικονίζει σωστά την πραγματική λειτουργία της διάταξης τόσο στις I_D vs. V_G όσο και στις I_D vs. V_D .

3.1.2.4 Ανάλυση I_G vs. V_G

Σε διατάξεις με μικρό μήκος καναλιού το ρεύμα της πύλης από τις περιοχές επικάλυψης της πηγής και της υποδοχής θα επικρατεί του ρεύματος πύλης του καναλιού. Έτσι, έχοντας εξάγει τις παραμέτρους που σχετίζονται με το ρεύμα πύλης από διάταξη μεγάλου μήκους, από την ανάλυση I_G vs. V_G εξάγεται η παράμετρος LOVG που σχετίζεται με το ρεύμα επικάλυψης πύλης.

3.1.2.5 Ανάλυση I_B vs. V_G

Τέλος για τη διάταξη μικρού μήκους και από την ανάλυση I_B vs. V_G , εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το φαινόμενο του ρεύματος ιονισμού πρόσπτωσης (IBA, IBB, IBN), το οποίο προστίθεται στο ρεύμα I_D . Οι παράμετροι αυτές εξάγονται στην ισχυρή αναστροφή.

3.1.3 Διατάξεις με Διάφορα Μήκη και Μεγάλο Πλάτος Καναλιού

Οι ιδιότητες μιας τεχνολογίας, έχει παρατηρηθεί, ότι επηρεάζονται από τη γεωμετρία των διατάξεων. Έτσι, αφού οι παράμετροι του μοντέλου αφορούν όλες τις διατάξεις μιας τεχνολογίας, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν διατάξεις με διαφορετικές γεωμετρίες για την εξαγωγή κάποιων παραμέτρων.

Αυτή η επιρροή των ιδιοτήτων από τη γεωμετρία της διάταξης είναι αντιστρόφως ανάλογη των διαστάσεων της πύλης, καθώς δεν επηρεάζει τη συμπεριφορά των τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων ενώ επηρεάζει τα τρανζίστορ μικρού μήκους, μικρού πλάτους και μικρού μήκους και πλάτους.

Οπότε, όταν οι παράμετροι που σχετίζονται με τα τρανζίστορ μεγάλου μήκους-μεγάλου πλάτους και μικρού μήκους-μεγάλου πλάτους έχουν εξαχθεί, εξετάζονται διατάξεις με μήκη ενδιάμεσα από τις δύο ακραίες τιμές. Το επόμενο βήμα λοιπόν είναι η μελέτη διατάξεων με διάφορα μήκη αλλά μεγάλο πλάτος καναλιού.

3.1.3.1 Ανάλυση I_D vs. V_G

Στο σημείο αυτό γίνεται η πλήρης εξαγωγή των παραμέτρων που αφορούν το RSCE. Έτσι λοιπόν, από τη μελέτη στη γραμμική λειτουργία της εξάρτησης της τάσης κατωφλίου V_{TH} και του συντελεστή φαινομένου σώματος γ ύ του ρεύματος ως προς την τάση στην πύλη σε μέτρια αναστροφή εξάγονται οι παράμετροι LR, QLR, NLR και FLR. Οι παράμετροι εξάγονται για διάφορα μήκη καναλιού αλλά και διάφορες τιμές της τάσης V_{SB} .

Στην περιοχή της γραμμικής λειτουργίας αλλά και του κορεσμού και σε ισχυρή αναστροφή, από την ανάλυση I_D vs. V_G και για διάφορα μήκη καναλιού και διάφορες τιμές της τάσης V_{SB} , εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το φαινόμενο της εξάρτησης της κινητικότητας από το μήκος L (KA, KB, LA, LB).

3.1.4 Διάταξη με Μεγάλο Μήκος και Μικρό Πλάτος Καναλιού

Μετά την μελέτη διατάξεων με διάφορα μήκη και μεγάλο πλάτος καναλιού ακολουθεί η μελέτη τρανζίστορ με μεγάλο μήκος και μικρό πλάτος καναλιού, στο οποίο εμφανίζονται φαινόμενα στενού καναλιού, σε αντιστοιχία της Ενότητας 3.1.2.

3.1.4.1 Ανάλυση I_D vs. V_G

Αρχικά, όπως και με τις παραμέτρους που αφορούν το φαινόμενο RSCE, γίνεται εξαγωγή των παραμέτρων που σχετίζονται με το INWE. Έτσι πρώτα επιλέγεται μία τυχαία τιμή για την παράμετρο WR και στη συνέχεια εξάγονται οι τιμές των παραμέτρων QWR, NWR. Στο βήμα της μελέτης διατάξεων με μεγάλο μήκος και διάφορα πλάτη καναλιού θα γίνει η πλήρης εξαγωγή των παραμέτρων του φαινομένου INWE.

Από τη διάταξη με το μικρότερο πλάτος καναλιού εξάγεται η παράμετρος που καθορίζει το ενεργό πλάτος (DW), οι παράμετροι που καθορίζουν την εξάρτηση της ενεργής τιμής των παραμέτρων της κινητικότητας E0, E1 από το πλάτος (WE0, WE1) και η παράμετρος που αφορά στην εξάρτηση του φαινομένου charge sharing από το πλάτος (WETA). Οι παράμετροι DW, E0, E1 εξάγονται στην γραμμική λειτουργία σε ισχυρή αναστροφή ενώ η παράμετρος WETA στην περιοχή του κορεσμού επίσης σε ισχυρή αναστροφή.

Τέλος, από την ανάλυση I_D vs. V_G σε γραμμική λειτουργία, εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με το φαινόμενο της πλευρικής αγωγής (DPHIEDGE, DGAMMAEDGE, WEDGE). Αυτό το φαινόμενο εμφανίζεται σε μερικές από τις σύγχρονες

τεχνολογίες και συμβάλλει στη μείωση της τάσης κατωφλίου και του συντελεστή φαινομένου σώματος, ενώ δεν είναι εμφανές σε ισχυρή αναστροφή. Εξαιτίας αυτού, οι παράμετροι εξάγονται από την περιοχή της ασθενούς αναστροφής και σε λογαριθμική κλίμακα.

3.1.5 Διατάξεις με Μεγάλο Μήκος και Διάφορα Πλάτη Καναλιού

3.1.5.1 Ανάλυση I_D vs. V_G

Σε αυτό το βήμα γίνεται η πλήρης εξαγωγή των παραμέτρων που αφορούν το φαινόμενο INWE. Έτσι, όπως και στο αντίστοιχο βήμα που αφορούσε το φαινόμενο RSCE, επιλέγεται η ανάλυση I_D vs. V_G στη γραμμική λειτουργία, για την εξαγωγή των παραμέτρων WR, QWR και NWR με τη μελέτη της τάσης κατωφλίου V_{TH} ή του συντελεστή φαινομένου σώματος γ ή του ρεύματος ως προς την τάση στην πύλη. Οι παράμετροι εξάγονται για διάφορα πλάτη καναλιού αλλά και διάφορες τιμές της τάσης V_{SB} .

3.1.6 Διατάξεις με Μικρό Μήκος και Πλάτος Καναλιού

Σε αυτό το βήμα γίνεται η μελέτη τρανζίστορ με μικρό μήκος και πλάτος καναλιού, δηλαδή με τις ελάχιστες δυνατές διαστάσεις, προκειμένου να ολοκληρωθεί η μελέτη των διατάξεων από γεωμετρικής άποψης.

3.1.6.1 Ανάλυση I_D vs. V_G

Από την ανάλυση του ρεύματος και της διαγωγιμότητας ως προς την τάση στην πύλη εξάγονται παράμετροι που ρυθμίζουν τις εξαρτήσεις διαφόρων φαινομένων από τη γεωμετρία διατάξεων ελάχιστων διαστάσεων. Τέτοιες παράμετροι είναι η WDL που αφορά την εξάρτηση της παραμέτρου ενεργού μήκους DL από το πλάτος και η WRLX που επιτρέπει τη ρύθμιση της εξάρτησης των σειριακών αντιστάσεων σε πηγή και υποδοχή από το πλάτος. Οι δύο αυτές παράμετροι εξάγονται σε γραμμική λειτουργία κυρίως στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής.

3.1.6.2 Ανάλυση I_D vs. V_D

Από την ανάλυση αυτή είναι δυνατή η εξαγωγή της τιμής της παραμέτρου WUCRIT που ρυθμίζει τη διαφορά του φαινομένου του κορεσμού ταχύτητας ανάμεσα σε

τρανζίστορ μεγάλου μήκους-μικρού πλάτους και σε τρανζίστορ μικρού μήκους-μικρού πλάτους. Η εξαγωγή της παραμέτρου γίνεται στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής.

3.1.7 Ανάλυση σε Διάφορες Θερμοκρασίες

Μέχρι τώρα στη διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων έχει αγνοηθεί η εξάρτηση τους από τη θερμοκρασία. Όλες οι παράμετροι εξάγονται για μία συγκεκριμένη θερμοκρασία που ορίζει την παράμετρο T_{NOM} . Σε αυτή την ενότητα, γίνεται η μελέτη διατάξεων με την ίδια σειρά από γεωμετρικής άποψης, προκειμένου να εξαχθούν οι τιμές των παραμέτρων που καθορίζουν τη θερμοκρασιακή εξάρτηση των διαφόρων φαινομένων. Στις παρακάτω αναλύσεις, οι παράμετροι εξάγονται ακριβώς στις ίδιες περιοχές λειτουργίες με τις παραμέτρους των αντίστοιχων φαινομένων.

3.1.7.1 Διάταξη με Μεγάλο Μήκους και Πλάτος Καναλιού

Αρχικά μελετάται η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από τη θερμοκρασία. Για το σκοπό αυτό, η παράμετρος TCV εξάγεται από την ανάλυση V_{TH} vs. T ή από τη μελέτη του ρεύματος στη μέτρια αναστροφή σε διάφορες θερμοκρασίες.

Εξάρτηση από τη θερμοκρασία εμφανίζει και η κινητικότητα, η οποία καθορίζεται μέσω της παραμέτρου BEX αλλά και το φαινόμενο της εξάρτησης της κινητικότητας από το κάθετο ηλεκτρικό πεδίο, για το οποίο έχουν οριστεί οι παράμετροι $TE0EX$, $TE1EX$. Οι παράμετροι αυτές εξάγονται από την ανάλυση I_D vs. V_G για διάφορες θερμοκρασίες.

3.1.7.2 Διάταξη με Μικρό Μήκους και Μεγάλο Πλάτος Καναλιού

Ανάμεσα στα τρανζίστορ μικρού και μεγάλου μήκους παρουσιάζεται διαφορά στην τάση κατωφλίου, η οποία παρουσιάζει εξάρτηση από την θερμοκρασία. Για τη ρύθμιση της εξάρτησης αυτής ορίζεται η παράμετρος $TCVL$, η οποία εξάγεται από την ανάλυση V_{TH} vs. T . Από την ίδια ανάλυση εξάγεται και η παράμετρος TR που καθορίζει την εξάρτηση των εξωτερικών σειριακών αντιστάσεων από τη θερμοκρασία.

Τέλος, από την ανάλυση I_D vs. V_D για διάφορες θερμοκρασίες, εξάγεται η παράμετρος $UCEX$ που καθορίζει την εξάρτηση του φαινομένου κορεσμού της ταχύτητας από τη θερμοκρασία.

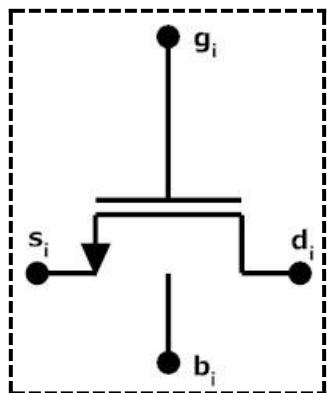
3.2 Ανάλυση Μικρού Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες

Η αξιολόγηση της συμπεριφοράς μικρού σήματος ενός RF MOS τρανζίστορ που λειτουργεί στις υψηλές συχνότητες, πραγματοποιείται από τη μέτρηση των S-παραμέτρων (scattering parameters) ως προς τη συχνότητα, καθώς είναι δύσκολο να μετρηθεί το συνολικό ρεύμα και η συνολική τάση στις συνθήκες αυτές. Οι S-παράμετροι μετρούνται απευθείας πάνω στο wafer και μπορούν να περιγράψουν πλήρως την ηλεκτρική συμπεριφορά της διάταξης ακόμα και κάτω από συνθήκες στις οποίες δεν έχουν γίνει μετρήσεις. Αυτές οι παράμετροι σχετίζονται με ήδη γνωστές μετρήσεις όπως κέρδος, απώλειες παρεμβολής, συντελεστή ανάκλασης κλπ.

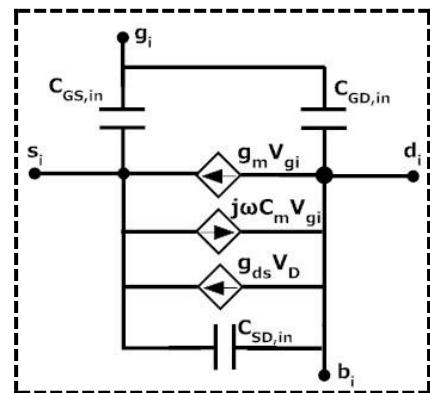
Κατά τη μέτρηση των S-παραμέτρων το τρανζίστορ θεωρείται ως ένα δίθυρο κύκλωμα (two-port circuit), με κόμβο αναφοράς για τις δύο θύρες το βραχυκύκλωμα μεταξύ υποστρώματος και πηγής-το τρανζίστορ είναι σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (common source)-με τη θύρα 1 συνδεδεμένη ανάμεσα στην πύλη και την πηγή και τη θύρα 2 ανάμεσα στην υποδοχή και το υπόστρωμα. Καθώς ο αριθμός των S-παραμέτρων για μία δεδομένη συσκευή είναι ίσος με το τετράγωνο του αριθμού των θυρών της συσκευής, για να χαρακτηριστεί το δίθυρο θα πρέπει να εξαχθούν τέσσερις S-παράμετροι. Τα νούμερα των δεικτών των S-παραμέτρων καθορίζουν το μεν πρώτο την θύρα από την οποία προέρχεται η ενέργεια το δε δεύτερο τη θύρα από την οποία εξέρχεται η ενέργεια, π.χ. S_{21} είναι η ισχύς στη θύρα 2 όταν εφαρμόσουμε μια RF διέγερση στη θύρα 1. Όταν τα δύο νούμερα είναι ίδια τότε μετριέται η ανάκλαση στη θύρα αυτή (π.χ. S_{11}).

Οι S-παράμετροι μετατρέπονται σε Y-παραμέτρους που είναι ευκολότερο να αναλυθούν θεωρητικά. Οι μετρηθείσες Y-παράμετροι συγκρίνονται εν συνεχείᾳ με τις Y-παραμέτρους που έχουν προκύψει είτε από τις αναλυτικές εξισώσεις είτε από προσομοίωση του ισοδύναμου κυκλωματος. Για την εξαγωγή των αναλυτικών εξισώσεων των Y-παραμέτρων, χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.3.1 (β) όπου το εσώτερο μέρος του τρανζίστορ αντιστοιχεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.2.1 (β). Στο ισοδύναμο κύκλωμα C_m είναι η διαχωρητικότητα που εμπεριέχει τα διαφορετικά φαινόμενα της πηγής ως προς την υποδοχή και της υποδοχής ως προς την πηγή όσον αφορά τα ρεύματα φόρτισης. Τα χωρητικά φαινόμενα της υποδοχής στην πύλη αναπαρίστανται μέσω της χωρητικότητας C_{GD} ενώ τα χωρητικά φαινόμενα της πύλης στην υποδοχή αναπαρίστανται μέσω της χωρητικότητας C_{DG} . Επειδή λοιπόν, οι δύο χωρητικότητες C_{GD} και C_{DG} είναι διαφορετικές πρέπει να μοντελοποιούνται ξεχωριστά. Η διαχωρητικότητα C_m ορίζεται ως:

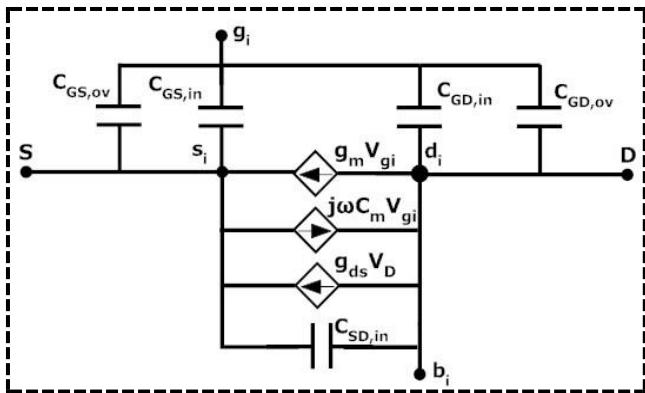
$$C_m = C_{DG} - C_{GD} \quad . \quad (3.2.1)$$



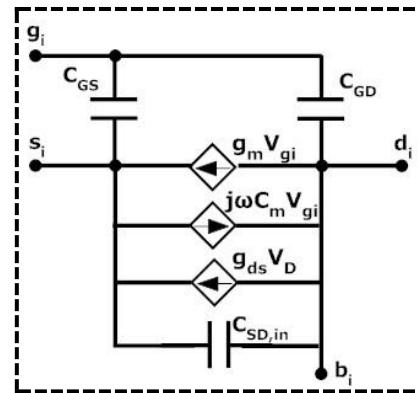
(a)



(B)



(γ)



(δ)

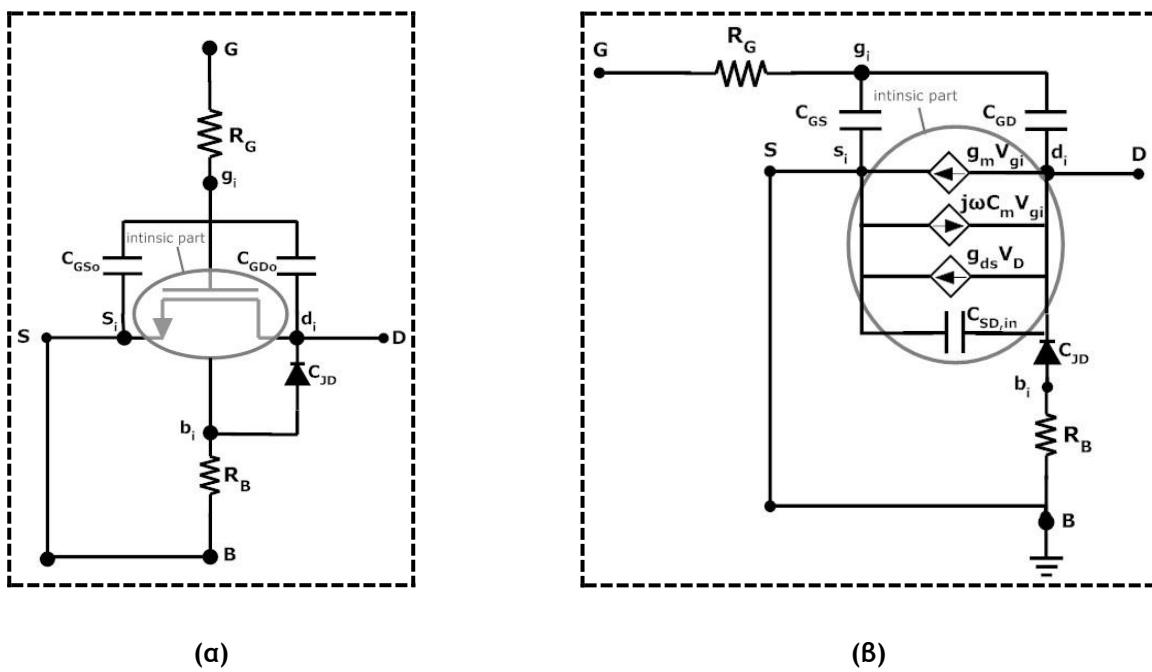
Σχήμα 3.2.1 (α) Σχηματική απεικόνιση του εσώτερου μέρους του τρανζίστορ, (β) ισοδύναμο κύκλωμα του εσώτερου μέρους του τρανζίστορ, (γ) ισοδύναμο κύκλωμα του εσώτερου μέρους του τρανζίστορ αφού έχουν προστεθεί οι δύο εξωτερικές χωρητικότητες $C_{GS,ov}$ και $C_{GD,ov}$ και (δ) τελικό ισοδύναμο κύκλωμα που περιλαμβάνει τις συνολικές χωρητικότητες C_{GS} και C_{GD} .

Για λόγους απλοποίησης στη συνέχεια της ανάλυσης, στο ισοδύναμο κύκλωμα του εσώτερου μέρους του τρανζίστορ εισάγονται και οι εξωτερικές χωρητικότητες επικάλυψης $C_{GS,ov}$ και $C_{GD,ov}$ ανάμεσα στην πύλη και την πηγή/υποδοχή (Σχήμα 3.2.1 (γ)), οι οποίες προστίθενται στις εσωτερικές χωρητικότητες $C_{GS,in}$ και $C_{GD,in}$. Έτσι προκύπτουν δύο νέες χωρητικότητες C_{GS} , και C_{GD} οι οποίες περιλαμβάνουν τόσο τις εσωτερικές όσο και εξωτερικές χωρητικότητες και υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$C_{GS} = C_{GS,ov} + C_{GS,in} \quad \text{και} \\ C_{GD} = C_{GD,ov} + C_{GD,in}, \quad (3.2.2)$$

οπότε το τελικό ισοδύναμο κύκλωμα του εσώτερου μέρους του τρανζίστορ φαίνεται στο Σχήμα 3.2.1 (δ).

Στην υψηλή λειτουργία τα RF τρανζίστορ χρησιμοποιούνται κυρίως στην ισχυρή αναστροφή και με βραχυκυκλωμένους τους ακροδέκτες πηγής-υποστρώματος, δηλαδή με μηδενική τάση V_{SB} . Το τελευταίο υποδηλώνει ότι η ζεύξη υποστρώματος-πηγής έχει αμελητέα επίδραση στο ρεύμα του υποστρώματος όταν σήμα εφαρμοστεί στην πύλη ή/και στην υποδοχή. Υπό αυτές τις συνθήκες, και με τη χρήση μίας μόνο αντίστασης R_B για το υπόστρωμα, η οποία επαρκεί για πολυδακτυλικές διατάξεις με $NF \gg 1$ που είναι και οι συνήθεις RF διατάξεις, προκύπτει το RF ισοδύναμο κύκλωμα το οποίο θα χρησιμοποιηθεί για την εύρεση των αναλυτικών σχέσεων των Y-παραμέτρων.



Σχήμα 3.2.2 (α) Κυκλωματικό ισοδύναμο του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των Y-παραμέτρων και (β) κυκλωματικό ισοδύναμο του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των Y-παραμέτρων με αντικατάσταση του ισοδύναμου κυκλώματος για το εσώτερο μέρος του τρανζίστορ.

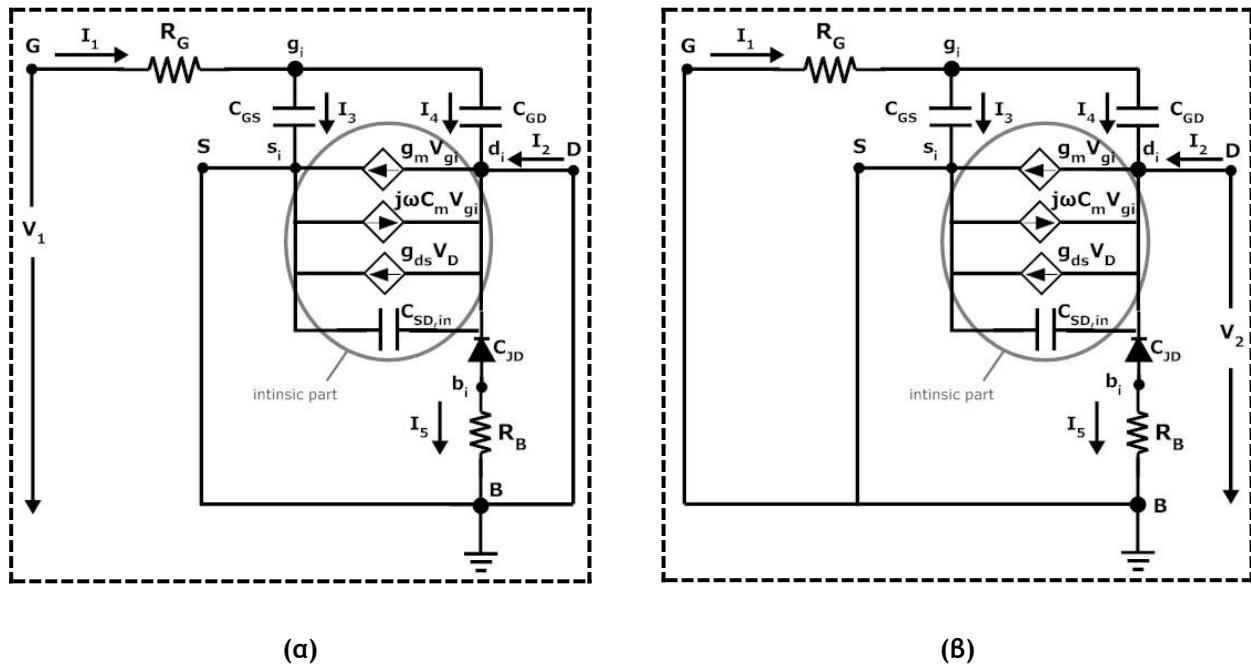
Για το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα (Σχήμα 3.2.2 (α)) παρατηρούμε ότι δεν συμπεριλαμβάνονται οι σειριακές αντιστάσεις R_S και R_D . Η σταθερά χρόνου εξαιτίας των R_S και R_D εξαρτάται από το μήκος του καναλιού L , το μήκος επικάλυψης L_{ov} και του μήκους των ενεργών περιοχών πηγής/υποδοχής H_{DIF} . Οι τιμές των μεγεθών αυτών όμως είναι ελάχιστες ώστε να επιτυγχάνεται η μέγιστη συχνότητα αποκοπής, οπότε οι πόλοι από τις R_S και R_D είναι σε συχνότητες υψηλότερες από τη συχνότητα διάδοσης (transit frequency). Έτσι οι σειριακές αντιστάσεις R_S και R_D μπορούν να αγνοηθούν κατά τον

υπολογισμό των Y-παραμέτρων ενώ οι τιμές τους εξάγονται από την ανάλυση σε χαμηλές συχνότητες. Επιπλέον, η επίδραση της χωρητικότητας επικάλυψης C_{GBV} μπορεί να αγνοηθεί για V_{GS} αρκετά μεγάλο και η χωρητικότητα σύζευξης της πηγής C_{JS} αγνοείται καθώς η πηγή είναι συνδεδεμένη με το υπόστρωμα και $V_{SB}=0$.

Οι Y-παράμετροι ενός δίθυρου καθορίζονται από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

Αν οι παραπάνω εξισώσεις επιλυθούν για το ισοδύναμο κύκλωμα του RF τρανζίστορ (Σχήμα 3.2.2 (β)), μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εξαγωγή των τιμών των εξωτερικών στοιχείων και κατ' επέκταση για την ολοκλήρωση του RF μέρους του μοντέλου.



Σχήμα 3.2.3 (α) Κυκλωματικό ισοδύναμο του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των παραμέτρων Y_{11} και Y_{21} , με $V_D=0$ και (β) κυκλωματικό ισοδύναμο του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των παραμέτρων Y_{12} και Y_{22} , με $V_G=0$.

Παρακάτω γίνεται οι επίλυση των σχέσεων των Y-παραμέτρων ώστε να εξαχθούν οι αναλυτικές εξισώσεις τους, που θα χρησιμοποιηθούν για την μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων του EKV3 μοντέλου. Για την εξαγωγή των παραμέτρων Y_{11} και Y_{21}

χρησιμοποιείται το κύκλωμα του Σχήματος 3.2.3 (α) στο οποίο στη θύρα 1 (πύλη) εφαρμόζεται τάση V_1 και η θύρα 2 (υποδοχή) έχει βραχυκυκλωθεί, ενώ για την εξαγωγή των παραμέτρων Y_{12} και Y_{22} χρησιμοποιείται το κύκλωμα του Σχήματος 3.2.3 (β) στο οποίο η θύρα 1 (πύλη) έχει βραχυκυκλωθεί και στη θύρα 2 (υποδοχή) εφαρμόζεται τάση V_2 .

3.2.1 Εξαγωγή της Y_{11} Παραμέτρου

Για την εξαγωγή της Y_{11} παραμέτρου χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.2.2(α), ενώ η διαδικασία ζεκινάει από τη σχέση:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (Y_{11}.1)$$

Από την παραπάνω σχέση είναι εμφανές ότι πρέπει να οριστεί το ρεύμα I_1 και η τάση V_1 . Με KCL (Kirchhoff Current Law-Νόμο ρευμάτων του Kirchhoff) στον κόμβο g_i έχουμε:

$$I_1 = I_3 + I_4 \quad (Y_{11}.2)$$

Όμως από το νόμο του Ohm για τους κλάδους g_i-s_i και g_i-d_i προκύπτει ότι:

$$I_3 = (V_{g_i} - V_s) \cdot j\omega C_{GS} = V_{g_i} \cdot j\omega C_{GS} \quad (Y_{11}.3)$$

$$I_4 = (V_{g_i} - V_D) \cdot j\omega C_{GD} = V_{g_i} \cdot j\omega C_{GD} \quad (Y_{11}.4)$$

Οπότε,

$$(Y_{11}.2) \xrightarrow{(Y_{11}.3)} I_1 = V_{g_i} \cdot j\omega C_{GS} + V_{g_i} \cdot j\omega C_{GD} \Rightarrow$$

$$I_1 = V_{g_i} \cdot j\omega (C_{GS} + C_{GD}) \quad (Y_{11}.5)$$

Από το νόμο του Ohm για τον κλάδο $G-g_i$ έχουμε:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_{g_i}}{R_G} \quad (Y_{11}.6)$$

Άρα,

$$(Y_{11}.5) \xrightarrow{Y_{11}.(6)} \frac{V_1 - V_{gi}}{R_G} = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \Rightarrow$$

$$V_1 - V_{gi} = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G \Rightarrow$$

$$V_1 = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G + V_{gi} \Rightarrow$$

$$V_1 = V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G) \quad (Y_{11}.7)$$

Τέλος με αντικατάσταση των σχέσεων (Y_{11.5}), (Y_{11.7}) στη σχέση (Y_{11.1}) έχουμε,

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \xrightarrow{(Y_{11.5})} \xrightarrow{(Y_{11.7})}$$

$$Y_{11} = \frac{V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD})}{V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$Y_{11} = \frac{j\omega(C_{GS} + C_{GD})}{1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G} \Rightarrow$$

$$Y_{11} = \frac{(j\omega(C_{GS} + C_{GD})) (1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)}{(1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G) (1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow \quad (3.2.1.1)$$

$$Y_{11} = \frac{\omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G + j\omega (C_{GS} + C_{GD})}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2}$$

3.2.2 Εξαγωγή της Y₁₂ Παραμέτρου

Για την εξαγωγή της Y₁₂ παραμέτρου χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.2.2(β), ενώ η διαδικασία ξεκινάει από τη σχέση:

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (Y_{12}.1)$$

Από την παραπάνω σχέση είναι εμφανές ότι πρέπει να οριστεί το ρεύμα I₁ και η τάση V₂. Με KCL στον κόμβο g_i έχουμε:

$$I_1 = I_3 + I_4 \quad (Y_{12}.2)$$

Όμως από το νόμο του Ohm για τους κλάδους G-g_i, g_i-s_i και g_i-d_i προκύπτει ότι:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_{gi}}{R_G} = \frac{-V_{gi}}{R_G} \quad (Y_{12} \cdot 3)$$

$$I_3 = (V_{gi} - V_s) \cdot j\omega C_{GS} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GS} \quad (Y_{12} \cdot 4)$$

$$I_4 = (V_{gi} - V_2) \cdot j\omega C_{GD} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} - V_2 \cdot j\omega C_{GD} \quad (Y_{12} \cdot 5)$$

Έτσι,

$$(Y_{12} \cdot 2) \xrightarrow[(Y_{12} \cdot 5)]{(Y_{12} \cdot 3), (Y_{12} \cdot 4)} \frac{-V_{gi}}{R_G} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GS} + V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} - V_2 \cdot j\omega C_{GD} \Rightarrow$$

$$V_2 \cdot j\omega C_{GD} = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) + \frac{V_{gi}}{R_G} \Rightarrow$$

$$V_2 \cdot j\omega C_{GD} R_G = V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G) \Rightarrow$$

$$V_2 = \frac{V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)}{j\omega C_{GD} R_G} \quad (Y_{12} \cdot 6)$$

Τέλος με αντικατάσταση των σχέσεων (Y₁₂.3), (Y₁₂.6) στη σχέση (Y₁₂.1) έχουμε,

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \xrightarrow[(Y_{12} \cdot 6)]{(Y_{12} \cdot 3)}$$

$$Y_{12} = \frac{\frac{-V_{gi}}{R_G}}{V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$Y_{12} = \frac{-j\omega C_{GD}}{(1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$Y_{12} = \frac{(-j\omega C_{GD})(1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)}{(1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)(1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$Y_{12} = \frac{-\omega^2(C_{GS} + C_{GD})C_{GD}R_G - j\omega C_{GD}}{1 + \omega^2(C_{GS} + C_{GD})^2R_G^2} \quad (3.2.2.1)$$

3.2.3 Εξαγωγή της Y_{21} Παραμέτρου

Για την εξαγωγή της Y_{21} παραμέτρου χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.2.2(a), ενώ η διαδικασία ξεκινάει από τη σχέση:

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (Y_{21}.1)$$

Από την παραπάνω σχέση είναι εμφανές ότι πρέπει να οριστεί το ρεύμα I_2 και η τάση V_1 . Με KCL στον κόμβο g_i έχουμε:

$$I_1 = I_3 + I_4 \quad (Y_{21}.2)$$

Όμως από το νόμο του Ohm για τους κλάδους G- g_i , g_i - s_i και g_i - d_i προκύπτει ότι:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_{gi}}{R_G} \quad (Y_{21}.3)$$

$$I_3 = (V_{gi} - V_s) \cdot j\omega C_{GS} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GS} \quad (Y_{21}.4)$$

$$I_4 = (V_{gi} - V_D) \cdot j\omega C_{GD} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} \quad (Y_{21}.5)$$

Άρα,

$$(Y_{21}.2) \xrightarrow[(Y_{21}.5)]{(Y_{21}.3), (Y_{21}.4)} \frac{V_1 - V_{gi}}{R_G} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GS} + V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} \Rightarrow$$

$$\frac{V_1 - V_{gi}}{R_G} = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \Rightarrow$$

$$V_1 - V_{gi} = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G \Rightarrow$$

$$V_1 = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G + V_{gi} \Rightarrow$$

$$V_1 = V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G) \quad (Y_{21}.6)$$

Επειδή τόσο η πηγή όσο και η υποδοχή είναι βραχυκύλωμένες, η εσωτερική συνιστώσα του ρεύματος στο κανάλι $g_{ds}V_D$ καθώς και το ρεύμα στην χωρητικότητα C_{SD} είναι μηδέν. Επιπλέον, αφού η υποδοχή είναι βραχυκύλωμένη με το υπόστρωμα, δηλαδή: $V_D = V_B = 0V$ το ρεύμα I_5 θα είναι μηδέν. Άρα από KCL στον κόμβο d_i έχουμε:

$$I_2 = g_m V_{gi} - j\omega C_m V_{gi} - I_4 \Rightarrow$$

$$I_2 \stackrel{(Y_{21.5})}{=} V_{gi} \cdot (g_m - j\omega C_m) - V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} \Rightarrow$$

$$I_2 = V_{gi} \cdot [g_m - j\omega(C_m + C_{GD})] \quad (Y_{21.7})$$

Τέλος με αντικατάσταση των σχέσεων (Y_{21.6}), (Y_{21.7}) στη σχέση (Y_{21.1}) έχουμε,

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \stackrel{(Y_{21.6})}{\Rightarrow}$$

$$Y_{21} = \frac{V_{gi} \cdot [g_m - j\omega(C_m + C_{GD})]}{V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$Y_{21} = \frac{g_m - j\omega(C_m + C_{GD})}{1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G} \Rightarrow$$

$$Y_{21} = \frac{g_m - j\omega C_{DG}}{1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G} \Rightarrow$$

$$Y_{21} = \frac{(g_m - j\omega C_{DG})(1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)}{(1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)(1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$Y_{21} = \frac{g_m - \omega^2(C_{GS} + C_{GD}) \cdot C_{DG} \cdot R_G - j\omega C_{DG} - j\omega \cdot g_m \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G}{1 + \omega^2(C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \quad (3.2.3.1)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m - \omega^2(C_{GS} + C_{GD}) \cdot C_{DG} \cdot R_G - j\omega(C_{DG} + g_m \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)}{1 + \omega^2(C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \quad (3.2.3.1)$$

3.2.4 Εξαγωγή της Y₂₂ Παραμέτρου

Για την εξαγωγή της Y₂₂ παραμέτρου χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.2.2(β), ενώ η διαδικασία ζεκινάει από τη σχέση:

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (Y_{22.1})$$

Από την παραπάνω σχέση είναι εμφανές ότι πρέπει να οριστεί το ρεύμα I₂ και η

τάση V_2 . Με KCL στον κόμβο g_i έχουμε:

$$I_1 = I_3 + I_4 \quad (Y_{22} \cdot 2)$$

Όμως από το νόμο του Ohm για τους κλάδους $G-g_i$, g_i-s_i και g_i-d_i προκύπτει ότι:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_{gi}}{R_G} = \frac{-V_{gi}}{R_G} \quad (Y_{22} \cdot 3)$$

$$I_3 = (V_{gi} - V_s) \cdot j\omega C_{GS} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GS} \quad (Y_{22} \cdot 4)$$

$$I_4 = (V_{gi} - V_2) \cdot j\omega C_{GD} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} - V_2 \cdot j\omega C_{GD} \quad (Y_{22} \cdot 5)$$

Άρα,

$$(Y_{22} \cdot 2) \xrightarrow{(Y_{22} \cdot 3), (Y_{22} \cdot 4)} \frac{V_{gi}}{R_G} = V_{gi} \cdot j\omega C_{GS} + V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} - V_2 \cdot j\omega C_{GD} \Rightarrow$$

$$V_2 \cdot j\omega C_{GD} = V_{gi} \cdot j\omega(C_{GS} + C_{GD}) + \frac{V_{gi}}{R_G} \Rightarrow$$

$$V_2 \cdot j\omega C_{GD} R_G = V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD})) R_G \Rightarrow$$

$$V_2 = \frac{V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD})) \cdot R_G}{j\omega C_{GD} R_G} \quad (Y_{22} \cdot 6)$$

Άρα από KCL στον κόμβο d_i έχουμε:

$$I_2 = V_{gi} \cdot g_m - V_{gi} \cdot j\omega C_m + V_2 \cdot j\omega C_{SD,in} + V_2 \cdot g_{ds} - I_4 + I_5 \quad (Y_{22} \cdot 7)$$

Από το νόμο του Ohm υπολογίζουμε το I_5 από τη σχέση:

$$I_5 = \frac{V_2}{R_B + \frac{1}{j\omega C_{JD}}} = \frac{V_2}{1 + j\omega C_{JD} R_B} = \frac{V_2 \cdot j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} \quad (Y_{22} \cdot 8)$$

Έτσι,

$$(Y_{22} \cdot 7) \stackrel{(Y_{22} \cdot 8), (Y_{22} \cdot 5)}{\Rightarrow} I_2 = V_{gi} \cdot g_m - V_{gi} \cdot j\omega C_m + V_2 \cdot j\omega C_{SD,in} + V_2 \cdot g_{ds} \\ - V_{gi} \cdot j\omega C_{GD} + V_2 \cdot j\omega C_{GD} + \frac{V_2 \cdot j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} \Rightarrow$$

$$I_2 = V_2 \cdot \left(g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} \right) + V_{gi} \cdot (g_m - j\omega C_m - j\omega C_{GD}) \quad Y_{22} \cdot (9)$$

Τέλος με αντικατάσταση των σχέσεων (Y_{22.6}), (Y_{22.9}) στη σχέση (Y_{22.1}) έχουμε,

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \stackrel{(Y_{22} \cdot 9)}{\Rightarrow}$$

$$Y_{22} = \frac{V_2 \cdot \left(g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} \right) + V_{gi} \cdot (g_m - j\omega C_m - j\omega C_{GD})}{V_2} \Rightarrow$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} + \frac{V_{gi} \cdot (g_m - j\omega C_m - j\omega C_{GD})}{V_2} \stackrel{(Y_{22.6})}{\Rightarrow}$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} + \frac{V_{gi} \cdot (g_m - j\omega C_m - j\omega C_{GD})}{V_{gi} \cdot (1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow j\omega C_{GD} R_G$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} + \frac{j\omega C_{GD} R_G \cdot (g_m - j\omega C_m - j\omega C_{GD})}{1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G} \Rightarrow$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} + \frac{\omega^2 (C_m + C_{GD}) C_{GD} R_G + j\omega g_m C_{GD} R_G}{1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G} \Rightarrow$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + j\omega C_{JD} R_B} + j\omega C_{SD,in} + \frac{\omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G + j\omega g_m C_{GD} R_G}{1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G} \Rightarrow$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD} \cdot (1 - j\omega C_{JD} R_B)}{(1 - j\omega C_{JD} R_B)(1 + j\omega C_{JD} R_B)} + j\omega C_{SD,in} \\ + \frac{(\omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G + j\omega g_m C_{GD} R_G)(1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)}{(1 + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)(1 - j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \cdot R_G)} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned}
Y_{22} = & g_{ds} + j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{\omega^2 C_{JD}^2 R_B}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + j\omega C_{SD,in} \\
& + \frac{\omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} - \frac{j\omega^3 (C_{GS} + C_{GD}) C_{DG} C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \\
& + \frac{j\omega g_m C_{GD} R_G}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} + \frac{\omega^2 g_m (C_{GS} + C_{GD}) C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \Rightarrow
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_{22} = & g_{ds} + \frac{\omega^2 C_{JD}^2 R_B}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{\omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \\
& + \frac{\omega^2 g_m (C_{GS} + C_{GD}) C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} + j\omega C_{GD} + j\omega C_{SD,in} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} \\
& + \frac{j\omega g_m C_{GD} R_G}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} - \frac{j\omega^3 (C_{GS} + C_{GD}) C_{DG} C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \Rightarrow
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_{22} = & g_{ds} + \frac{\omega^2 C_{JD}^2 R_B}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{\omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G + \omega^2 g_m (C_{GS} + C_{GD}) C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \\
& + j\omega C_{GD} + j\omega C_{SD,in} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{j\omega g_m C_{GD} R_G - j\omega^3 (C_{GS} + C_{GD}) C_{DG} C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \Rightarrow
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_{22} = & g_{ds} + \frac{\omega^2 C_{JD}^2 R_B}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{\omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G + \omega^2 g_m (C_{GS} + C_{GD}) C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \\
& + j\omega \left(C_{GD} + C_{SD,in} + \frac{C_{JD}}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{g_m C_{GD} R_G - \omega^2 (C_{GS} + C_{GD}) C_{DG} C_{GD} R_G^2}{1 + \omega^2 (C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2} \right) \tag{3.2.4.1}
\end{aligned}$$

3.3 Μεθοδολογία Εξαγωγής RF Παραμέτρων

Ένα compact MOSFET μοντέλο πρέπει να είναι ικανό να αναπαριστά σωστά τη συμπεριφορά του τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες (> 0.9 GHz). Στην RF λειτουργία, τα εξωτερικά στοιχεία ενός τρανζίστορ επιδρούν σημαντικά στη συμπεριφορά του. Εξαιτίας αυτού, είναι απαραίτητη η σωστή μοντελοποίηση αυτών.

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων του EKV3 μοντέλου, που βασίζεται στη χρήση των αναλυτικών εξισώσεων των Y-παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος μικρού σήματος, όπως παρουσιάστηκαν παραπάνω. Για το εσώτερο μέρος του τρανζίστορ χρησιμοποιείται η NQS έκδοση του μοντέλου, προκειμένου να προβλέπονται ταυτόχρονα και τα NQS φαινόμενα που χρήζουν

ιδιαίτερης σημασίας, και εμφανίζονται σε διατάξεις με μη ελάχιστο μήκος και ιδίως στα PMOS τρανζίστορ που έχουν χαμηλότερη κινητικότητα και άρα μικρότερο f_T από τα NMOS. Με χρήση της υπόθεσης:

$$\omega^2(C_{GS} + C_{GD})^2 R_G^2 \ll 1 \quad (3.3.1)$$

και αγνοώντας την παράμετρο $C_{SD,in}$ η οποία υπολογίζεται εσωτερικά στο μοντέλο, οι Y-παράμετροι των σχέσεων (3.2.1.1), (3.2.2.1), (3.2.3.1) και (3.2.4.1) προσεγγίζονται ως εξής:

$$Y_{11} \approx \omega^2(C_{GS} + C_{GD})^2 R_G + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) \quad (3.3.2)$$

$$Y_{12} \approx -\omega^2(C_{GS} + C_{GD})C_{GD}R_G - j\omega C_{GD} \quad (3.3.3)$$

$$Y_{21} = g_m - \omega^2(C_{GS} + C_{GD}) \cdot C_{DG} \cdot R_G - j\omega(C_{DG} + g_m \cdot (C_{GS} + C_{GD})) \cdot R_G \quad (3.3.4)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + \frac{\omega^2 C_{JD}^2 R_B}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G + \omega^2 g_m (C_{GS} + C_{GD}) C_{GD} R_G^2 \\ + j\omega \left(C_{GD} + \frac{C_{JD}}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + g_m C_{GD} R_G - \omega^2 (C_{GS} + C_{GD}) C_{DG} C_{GD} R_G^2 \right) \quad (3.3.5)$$

Οι παραπάνω απλές εξισώσεις των Y-παραμέτρων χρησιμοποιούνται για την απευθείας εξαγωγή των RF παραμέτρων του μοντέλου. Η μεθοδολογία εφαρμόζεται απευθείας σε μετρήσεις CMOS τεχνολογίας ονομαστικού μήκους 180nm. Επιλέγεται πολυδακτυλικό τρανζίστορ με L=180nm, W=2μm και NF=8, για το οποίο έχουν διεξαχθεί RF μετρήσεις σε συχνότητα λειτουργίας Freq=100MHz...30GHz και για διαφορετικές πολώσεις V_{GS} και V_{DS} , ενώ $V_{SB}=0$. Η εξαγωγή των παραμέτρων έχει στόχο την όσο το δυνατό καλύτερη προσαρμογή του μοντέλου στις μετρήσεις κάτω από όλες τις συνθήκες των μετρήσεων.

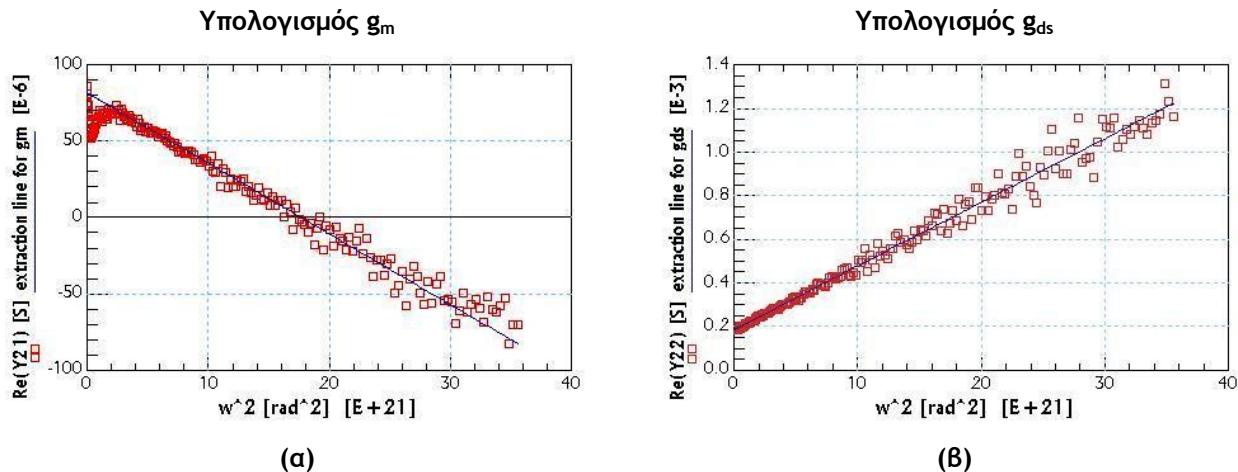
Βήμα 1^ο: Εξαγωγή των Αγωγιμοτήτων

Οι διαγωγιμότητα g_m και η αγωγιμότητα εξόδου g_{ds} υπολογίζονται από το μοντέλο εσωτερικά. Για μεγαλύτερη ακρίβεια όμως, το g_m μπορεί να εξαχθεί και από την τομή του πραγματικού μέρους του Y_{21} ως προς ω^2 με τον άξονα y και το g_{ds} από την τομή του πραγματικού μέρους του Y_{22} ως προς ω^2 με τον άξονα y, καθώς στις πολύ χαμηλές συχνότητες οι επίδραση των εξωτερικών στοιχείων είναι αμελητέα. Έτσι, τα g_m και g_{ds} , μπορούν να υπολογιστούν με βάση τις σχέσεις:

$$g_m = \text{Re}[Y_{21}] \Big|_{\omega^2=0}, \quad (3.3.6)$$

$$g_{ds} = \operatorname{Re} [Y_{22}] \Big|_{\omega^2=0}. \quad (3.3.7)$$

Σε περίπτωση που επιλεγεί η εξαγωγή των g_m και g_{ds} μέσω των Y_{21} και Y_{22} παραμέτρων και όχι μέσω του EKV3 μοντέλου, τότε πρέπει να γίνει ξεχωριστά για κάθε μία από τις συνθήκες πόλωσης. Για την εξαγωγή τους χρησιμοποιείται μία βοηθητική ευθεία γραμμή που να προσεγγίζει τις μετρήσεις (Σχήμα 3.3.1). Το σημείο που αυτή η ευθεία τέμνει των γ άξονα είναι και η τιμή του g_m ή g_{ds} , ανάλογα με ποια από τις Y-παραμέτρους χρησιμοποιείται.



Σχήμα 3.3.1 Εξαγωγή της διαγωγιμότητα g_m και της αγωγιμότητας εξόδου g_{ds} για συχνότητες Freq=100MHz...30GHz, (a) το g_m εξάγεται από την τομή του πραγματικού μέρους του Y_{21} ως προς ω^2 με τον άξονα γ και (b) το g_{ds} εξάγεται από την τομή του πραγματικού μέρους του Y_{22} ως προς ω^2 με τον άξονα γ στις χαμηλές συχνότητες.

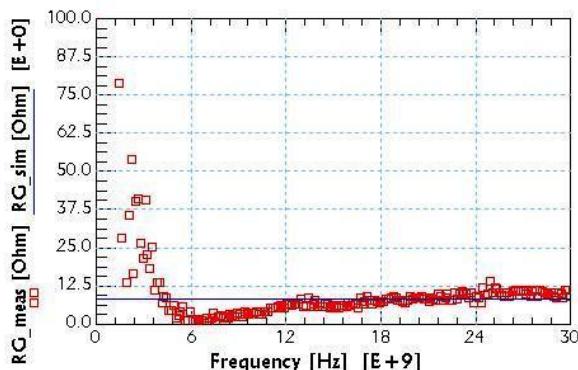
Βήμα 2^ο: Εξαγωγή της Αντίστασης Πύλης R_G

Στη συνέχεια της μεθοδολογίας, εξάγεται η αντίσταση της πύλης R_G , η οποία αφορά και την αντίσταση του ηλεκτροδίου της πύλης αλλά και την κατανεμημένη αντίσταση του καναλιού που βλέπει η πύλη, μέσω της παραμέτρου Y_{11} και συγκεκριμένα από τη σχέση:

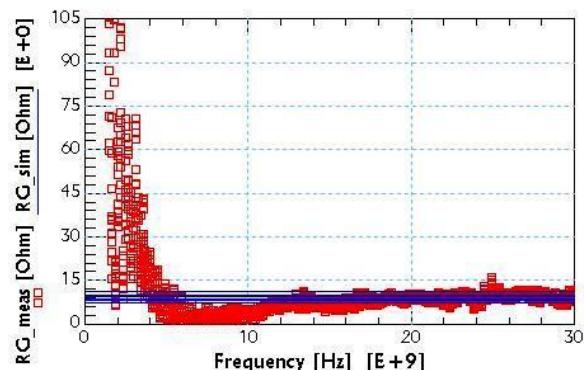
$$R_G = \frac{\operatorname{Re} [Y_{11}]}{(\operatorname{Im} [Y_{11}])^2}. \quad (3.3.8)$$

Στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής, για μεγάλα V_{GS} , η συνιστώσα της R_G που αφορά την κατανεμημένη αντίσταση του καναλιού που βλέπει η πύλη μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα. Επιπλέον, καθώς στα περισσότερα RF κυκλώματα, τα τρανζίστορ λειτουργούν στην ισχυρή αναστροφή και σε κορεσμό, καλό είναι η εξαγωγή του R_G να γίνεται σε αυτές τις συνθήκες. Στο Σχήμα 3.3.2 φαίνεται η εξαγωγή του R_G για $V_{GS}=1.2V$

και $V_{DS}=1.0V$ (συνθήκες για ισχυρή αναστροφή και κορεσμό) αλλά και σε διάφορες άλλες συνθήκες πόλωσης $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2] \ V$ και $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32] \ V$, προκειμένου να αναδειχτούν οι ικανότητες του μοντέλου να αναπαριστά τις μετρήσεις από την ασθενή έως ισχυρή αναστροφή και από τη γραμμική περιοχή έως τον κορεσμό. Η τιμή που δίνεται στην R_G έχει υπερεκτιμηθεί σε μικρό βαθμό, προκειμένου να αναπαριστά καλύτερα τις υψηλότερες συχνότητες $\text{Freq}>12\text{GHz}$, όπου παρατηρείται ότι η αντίσταση R_G είναι σχεδόν σταθερή. Η απόκλιση αυτή σε χαμηλότερες συχνότητες οφείλεται στο ότι η αντίσταση R_G του ισοδύναμου κυκλώματος δεν περιλαμβάνει τα φαινόμενα που προέρχονται από την κατανεμημένη φύση του καναλιού και του οξειδίου.



(a)



(b)

Σχήμα 3.3.2 Εξαγωγή της αντίστασης πύλης R_G για συχνότητες $\text{Freq}=100\text{MHz}\dots30\text{GHz}$, (a) R_G για $V_{GS}=1.2V$ και $V_{DS}=1.0V$ και (b) R_G για $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2] \ V$ και $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32] \ V$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

Βήμα 3^ο: Εξαγωγή των Χωρητικοτήτων

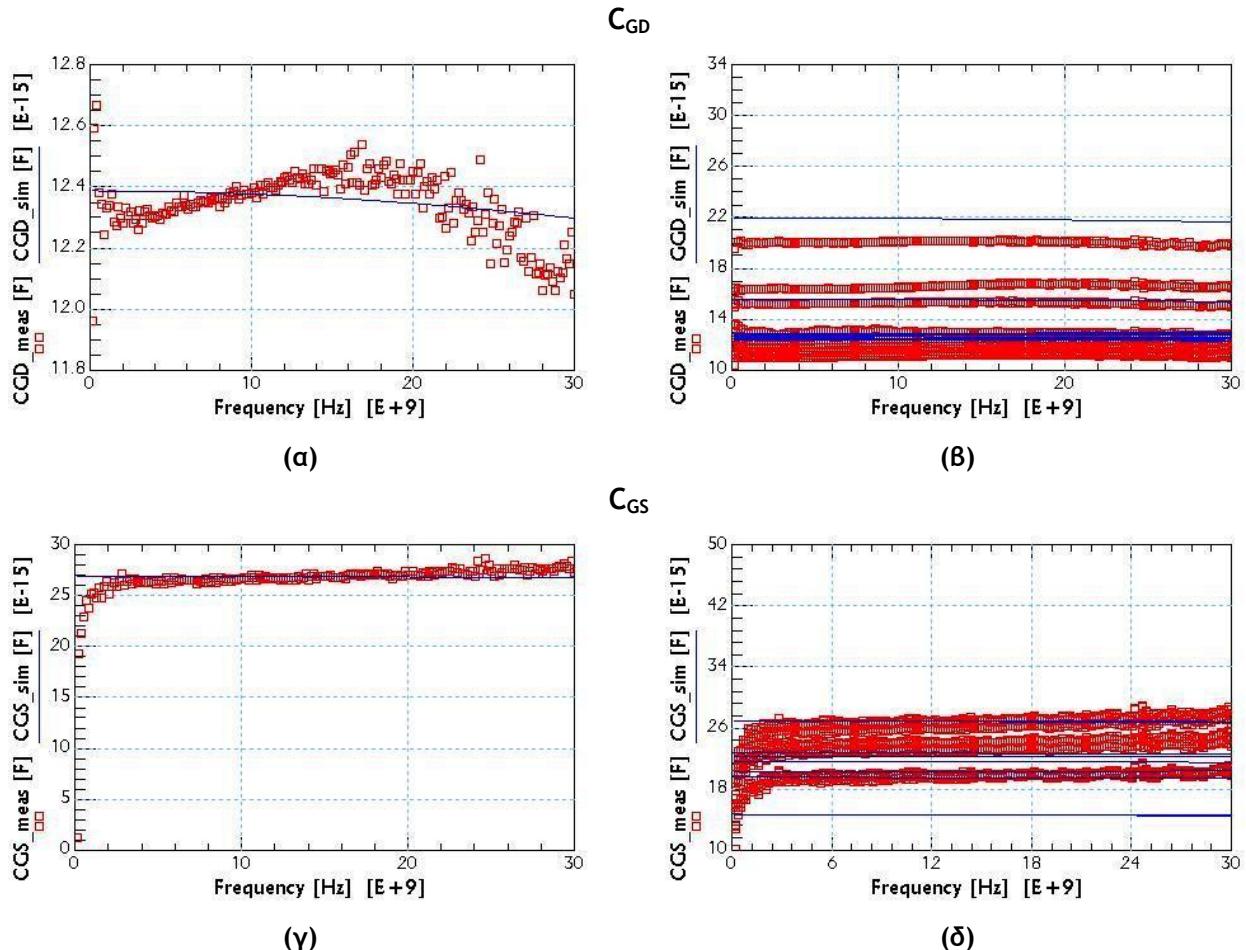
Όπως και στην εξαγωγή του R_G , έτσι και η εξαγωγή των χωρητικοτήτων C_{GD} και C_{GS} καλό θα ήταν να γίνεται στην περιοχή της ισχυρή αναστροφής και για λειτουργία κορεσμού. Για την εξαγωγή των χωρητικοτήτων χρησιμοποιούνται οι Y_{11} και Y_{12} παράμετροι μέσω των σχέσεων:

$$C_{GD} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}, \quad (3.3.9)$$

$$C_{GS} = \frac{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])}{\omega}. \quad (3.3.10)$$

Να σημειωθεί ότι αυτές οι σχέσεις αφορούν τις συνολικές χωρητικότητες C_{GD} και C_{GS} , που περιλαμβάνουν τόσο τις εσωτερικές χωρητικότητες $C_{GD,in}$ και $C_{GS,in}$ όσο και τις εξωτερικές χωρητικότητες επικάλυψης $C_{GD,ov}$ και $C_{GS,ov}$, όπως ορίστηκαν στη Σχέση 3.3.2.

Καθώς όμως οι εσωτερικές χωρητικότητες υπολογίζονται από τον πυρήνα του EKV3 μοντέλου και έχουν προκύψει από τις CV αναλύσεις, στο συγκεκριμένο κομμάτι υπολογίζεται μόνο η εξωτερική συνιστώσα των χωρητικοτήτων. Δηλαδή, δίνονται τιμές στις παραμέτρους του μοντέλου που αφορούν τις $C_{GD,ov}$ και $C_{GS,ov}$, τέτοιες ώστε το μοντέλο να αναπαριστά με την καλύτερη δυνατή ακρίβεια τις χωρητικότητες C_{GD} και C_{GS} (Σχήμα 3.3.3).



Σχήμα 3.3.3 Εξαγωγή των χωρητικοτήτων C_{GD} και C_{GS} , για συχνότητες $\text{Freq}=100\text{MHz}\dots30\text{GHz}$, (a) C_{GD} για $V_{GS}=1.2\text{V}$ και $V_{DS}=1.0\text{V}$, (b) C_{GD} για $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2] \text{ V}$ και $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32] \text{ V}$, (c) C_{GS} για $V_{GS}=1.2\text{V}$ και $V_{DS}=1.0\text{V}$ και (d) C_{GS} για $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2] \text{ V}$ και $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32] \text{ V}$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

Βέβαια, στην λειτουργία του κορεσμού, η εσωτερική χωρητικότητα $C_{GD,in}$ έχει αμελητέα τιμή καθώς η τάση στην υποδοχή δεν επηρεάζει τα φορτία στο κανάλι. Οπότε στις η συνολική χωρητικότητα C_{GD} καθορίζεται κυρίως από τη $C_{GD,ov}$. Είναι σημαντικό οι χωρητικότητες C_{GD} και C_{GS} να μην παίρνουν ίσες τιμές, γιατί σε αυτή την περίπτωση παραβιάζεται η αρχή διατήρησης του φορτίου, με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατή η ταυτόχρονη μοντελοποίηση των σύνθετων αγωγιμοτήτων Y_{21} και Y_{12} με ακρίβεια. Η

χωρητικότητα C_{DG} , όπως παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.2 και στην Εξίσωση 3.2.1, σχετίζεται με τη διαχωρητικότητα C_m . Η διαχωρητικότητα C_m , προσθέτει μία μετατόπιση φάσης στο ρεύμα του καναλιού, που οφείλεται μερικώς στην καθυστέρηση διάδοσης στο κανάλι η οποία εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου τ_{qs} , και ορίζεται μέσω της σχέσης:

$$C_m \stackrel{\Delta}{=} G_m \cdot \tau_{qs}, \quad (3.3.11)$$

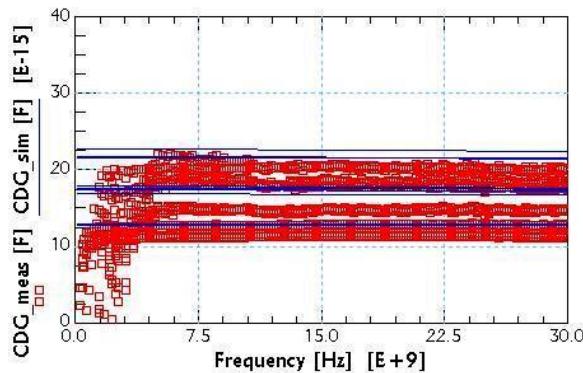
όπου G_m η διαγωγιμότητα της πύλης που ορίζεται ως:

$$G_m \stackrel{\Delta}{=} \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{op}, \quad (3.3.12)$$

με ορ το σημείο λειτουργίας που συμβαίνει η γραμμικοποίηση και χαρακτηρίζεται από τις τρεις dc τάσεις V_G , V_S και V_D .

Τα παραπάνω μεγέθη, C_m και τ_{qs} , υπολογίζονται από το εσώτερο μέρος του EKV3 μοντέλου. Έτσι δεν υπάρχει κάποια παράμετρος που να καθορίζει τη χωρητικότητα C_{DG} . Με σκοπό όμως την επαλήθευση του μοντέλου, χρησιμοποιείται η παρακάτω σχέση που ορίζει τη χωρητικότητα C_{DG} , τα αποτελέσματα της οπίας παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.3.4.

$$C_{DG} = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} - g_m R_G (C_{GS} + C_{GD}) \quad (3.3.13)$$



Σχήμα 3.3.4 Χωρητικότητα CDG ως προς Freq για Freq=100MHz...30GHz, VGS=[0.3 0.6 1.2] V και VDS=[0.05 0.5 1.0 1.32] V. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

Από τις γραφικές παραστάσεις των χωρητικοτήτων είναι εμφανές ότι παραμένουν σχεδόν σταθερές ως προς τη συχνότητα.

Βήμα 4^ο: Εξαγωγή της Αντίστασης Υποστρώματος R_B

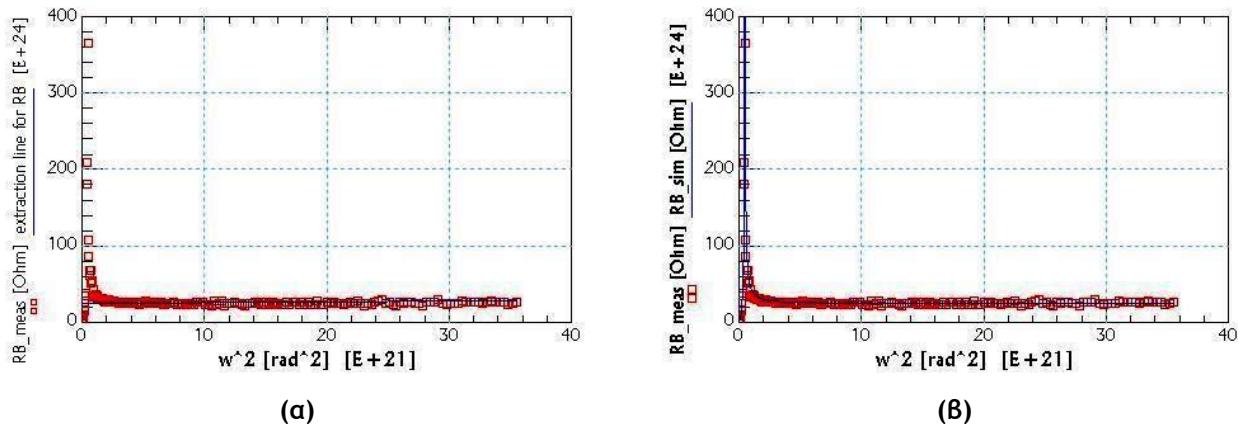
Στις χαμηλές συχνότητες το υπόστρωμα θεωρείται ιδανικό χωρίς απώλειες ή φαινόμενα σύζευξης. Παρόλα αυτά όσο αυξάνεται η συχνότητα η σύζευξη στο υπόστρωμα επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την αγωγιμότητα εξόδου. Έτσι, για την εξαγωγή της αντίστασης του υποστρώματος R_B , χρησιμοποιείται η παράμετρος Y_{22} μέσω της σύνθετης αγωγιμότητας του υποστρώματος Y_{sub} , που ορίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\begin{aligned} Y_{sub} &= Y_{22} - g_{ds} - \omega^2 C_{DG} C_{GD} R_G - \omega^2 g_m (C_{GS} + C_{GD}) C_{GD} R_G^2 - j\omega C_{GD} \\ &\quad - j\omega g_m C_{GD} R_G + j\omega^3 (C_{GS} + C_{GD}) C_{DG} C_{GD} R_G^2 \Rightarrow \\ Y_{sub} &= \frac{\omega^2 C_{JD}^2 R_B}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} + \frac{j\omega C_{JD}}{1 + \omega^2 C_{JD}^2 R_B^2} . \end{aligned} \quad (3.3.14)$$

Η αντίσταση R_B λαμβάνεται από τη κλίση της σχέσης $\omega^2/\text{Re}[Y_{sub}]$ ως προς ω^2 όπως φαίνεται και παρακάτω:

$$\frac{\omega^2}{\text{Re}[Y_{sub}]} = \omega^2 R_B + \frac{1}{C_{JD}^2 R_B} , \quad (3.3.15)$$

ενώ εξάγεται υπό μηδενικές συνθήκες πόλωσης καθώς η R_B έχει πολύ μικρή εξάρτηση από τις συνθήκες πόλωσης, ενώ για μεγάλο V_{GS} το $\text{Re}[Y_{22}]$ επηρεάζεται έντονα από την αντίσταση καναλιού R_{DS} , οπότε και κάποια εκτίμηση του R_B δεν θα είναι σωστή (Σχήμα 3.3.5). Από την εξαγωγή της αντίστασης R_B , παρατηρούμε ότι είναι σχεδόν σταθερή σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων.



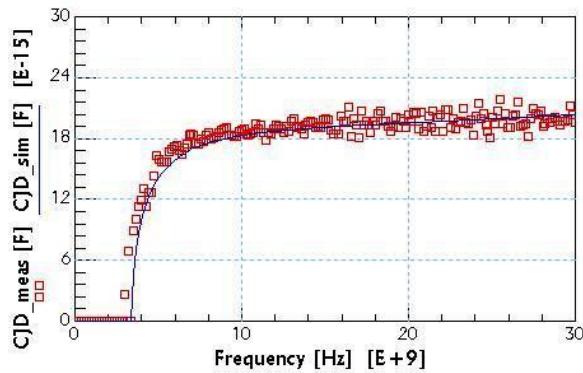
Σχήμα 3.3.5 (α) Εξαγωγή της αντίστασης του υποστρώματος R_B από την κλίση της σχέσης $\omega^2/\text{Re}[Y_{sub}]$ ως προς ω^2 και (β) R_B ως προς ω^2 με τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραφιμές στο EKV3 μοντέλο. Και για τις δύο γραφικές παραστάσεις Freq=100MHz...30GHz, $V_{GS}=0V$ και $V_{DS}=0V$.

Βήμα 5^ο: Εξαγωγή της Χωρητικότητας Σύζευξης C_{JD}

Τελευταίο βήμα στην μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων, είναι η εξαγωγή της χωρητικότητας σύζευξης C_{JD} , η οποία υπολογίζεται από τη Σχέση 3.3.15 ως εξής:

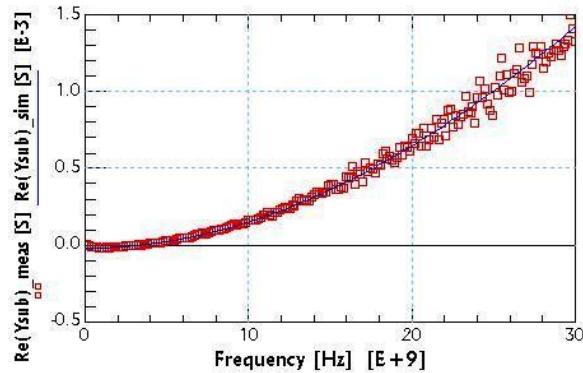
$$C_{JD} = \left(\frac{\omega^2 R_B}{\operatorname{Re}[Y_{sub}]} - \omega^2 R_B^2 \right)^{-1/2}. \quad (3.3.16)$$

Η εξαγωγή της γίνεται στις ίδιες συνθήκες με την εξαγωγή του R_B , δηλαδή $V_{GS}=0V$ και $V_{DS}=0V$, καθώς σε αυτές υπολογίζεται το Y_{sub} (Σχήμα 3.3.6).



Σχήμα 3.3.6 Χωρητικότητα C_{JD} ως προς Freq για Freq=100MHz...30GHz, $V_{GS}=0V$ και $V_{DS}=0V$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

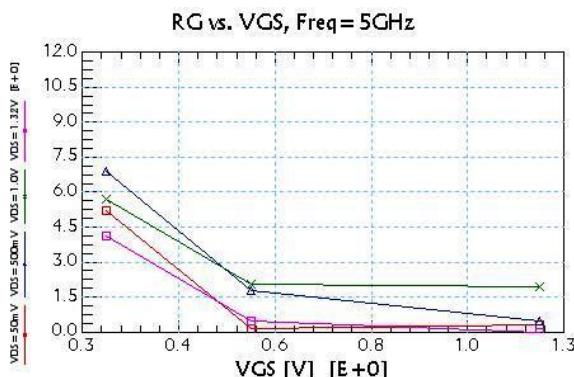
Σε αυτό το σημείο και καθώς το πραγματικό μέρος της σύνθετης αγωγιμότητας του υποστρώματος Y_{sub} χρησιμοποιείται τόσο για την εξαγωγή του R_B όσο και του C_{JD} , είναι σκόπιμο να δείξουμε πως το μοντέλο προσαρμόζεται στις πραγματικές μετρήσεις για το $\operatorname{Re}[Y_{sub}]$ (Σχήμα 3.3.7).



Σχήμα 3.3.7 $\operatorname{Re}[Y_{sub}]$ ως προς Freq για Freq=100MHz...30GHz, $V_{GS}=0V$ και $V_{DS}=0V$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

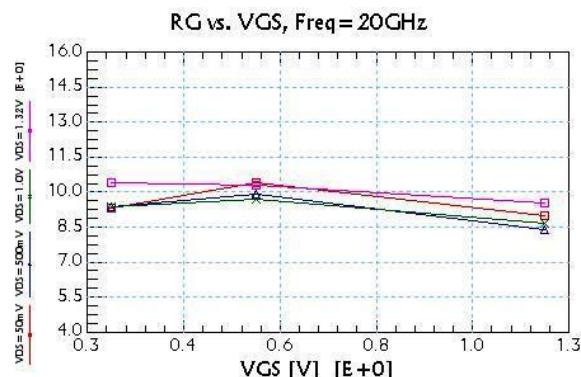
3.4 Εξάρτηση Εξωτερικών Στοιχείων από τις Συνθήκες Πόλωσης

Κατά τη διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων, παρουσιάστηκε η εξάρτηση αυτών από τη συχνότητα. Όμως, οι τιμές των παραμέτρων επηρεάζονται και από τις συνθήκες πόλωσης. Η ενότητα αυτή έρχεται να αναδείξει το φαινόμενο αυτό, που πρέπει τα σύγχρονα compact MOS μοντέλα να προβλέπουν, προκειμένου να περιγράφουν με ακρίβεια τη συμπεριφορά των τρανζίστορ στις υψηλές συχνότητες άλλα και σε όλες τις περιοχές λειτουργίας. Στη συγκεκριμένη ανάλυση έχουν επιλεγεί δύο διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας. Μέχρι σήμερα οι περισσότερες αναλύσεις έχουν διεξαχθεί για συχνότητες έως 10GHz. Έτσι, επιλέγονται, σε σχέση με το εύρος συχνοτήτων των μετρήσεων που κυμαίνεται από τα 100MHz έως τα 30GHz, (a) τα 5GHz που είναι μία συχνότητα κάτω των 10GHz και σχετικά μικρή για το συγκεκριμένο εύρος και (β) τα 20GHz δηλαδή μία συχνότητα άνω των 10GHz και σχετικά υψηλή.

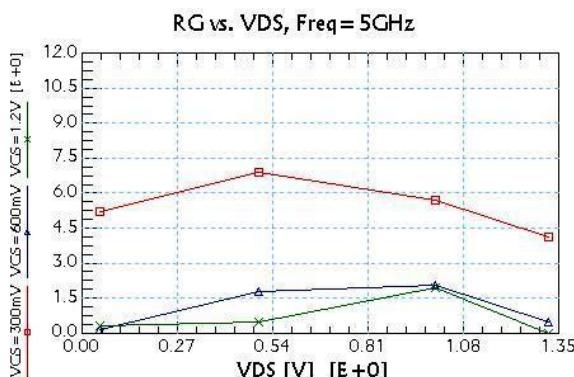


Κόκκινο: $V_{DS}=50\text{mV}$, Μπλε: $V_{DS}=500\text{mV}$, Πράσινο: $V_{DS}=1.0\text{V}$, Ροζ: $V_{DS}=1.32\text{V}$

(a)

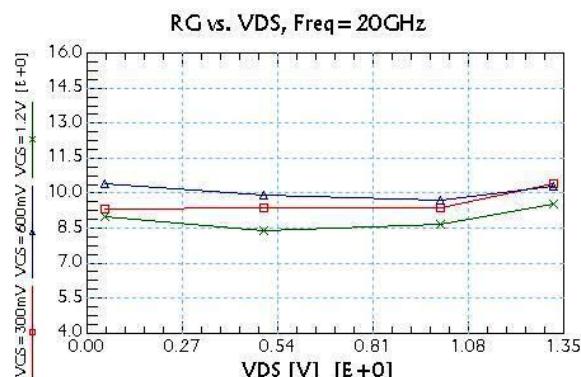


(b)



(γ)

Κόκκινο: $V_{GS}=300\text{mV}$, Μπλε: $V_{GS}=600\text{mV}$, Πράσινο: $V_{GS}=1.2\text{V}$



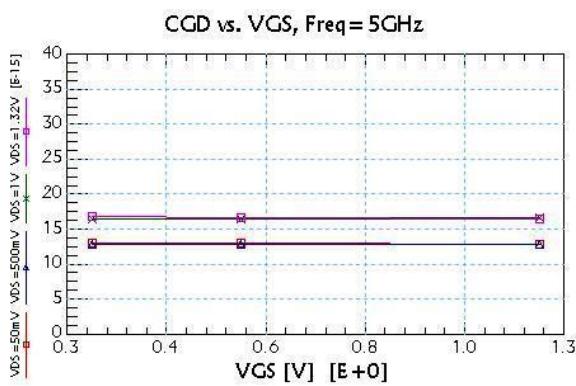
(δ)

Κόκκινο: $V_{GS}=300\text{mV}$, Μπλε: $V_{GS}=600\text{mV}$, Πράσινο: $V_{GS}=1.2\text{V}$

Σχήμα 3.4.1 (a) R_G ως προς V_{GS} με Freq=5GHz, $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2] \text{ V}$, (β) R_G ως προς V_{GS} με Freq=20GHz, $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2] \text{ V}$, (γ) R_G ως προς V_{DS} με Freq=5GHz, $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32] \text{ V}$ και (δ) R_G ως προς V_{DS} με Freq=20GHz, $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32] \text{ V}$.

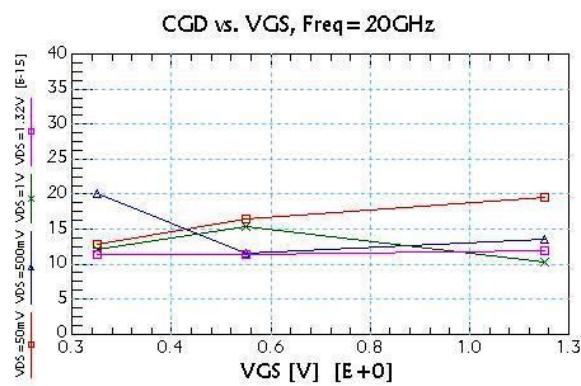
Η αντίσταση της πύλης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4.1 παρουσιάζει μικρή εξάρτηση από τις συνθήκες πόλωσης στα 20GHz, ενώ παρουσιάζει μεγαλύτερη εξάρτηση στα 5GHz. Παρατηρούμε δε, ότι η R_G παρουσιάζει αρκετά υψηλότερη τιμή στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής σε σχέση με τη μέτρια και ισχυρή αναστροφή στη συχνότητα των 5GHz. Επίσης, η R_G ως προς V_{DS} στα 5GHz έχει αντίθετη κυρτότητα, και άρα σε διαφορετικά σημεία τη μέγιστη και ελάχιστη τιμή της, απ' ότι στα 20GHz. Η εξάρτηση της αντίστασης R_G από τις συνθήκες πόλωσης οφείλεται κυρίως στην κατανεμημένη φύση του καναλιού και του οξειδίου που βλέπει η πύλη.

Όσον αφορά τη χωρητικότητα ανάμεσα στην πύλη και την υποδοχή C_{GD} , όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4.2 παρουσιάζει μικρή εξάρτηση από τις συνθήκες πόλωσης στα 5GHz, με σημαντικότερες διαφορές ανάμεσα στις περιοχές του κορεσμού και τις γραμμικής λειτουργίας. Στη συχνότητα των 20GHz, παρατηρείται μία πιο άτακτη συμπεριφορά.

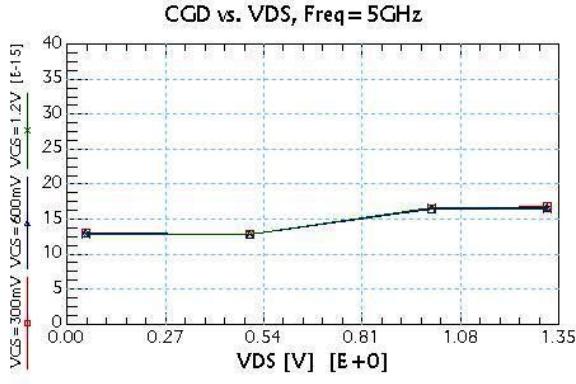


Κόκκινο: $V_{DS}=50\text{mV}$, Μπλε: $V_{DS}=500\text{mV}$, Πράσινο: $V_{DS}=1.0\text{V}$, Ροζ: $V_{DS}=1.32\text{V}$

(a)

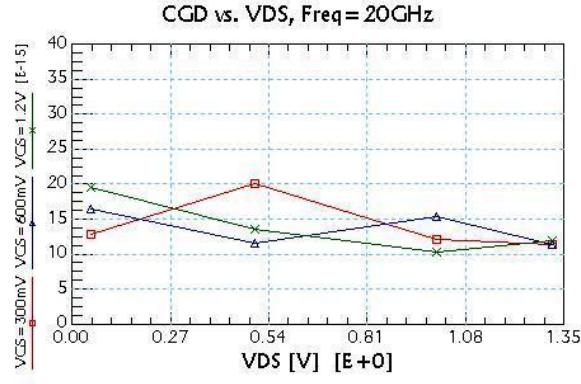


(b)



(γ)

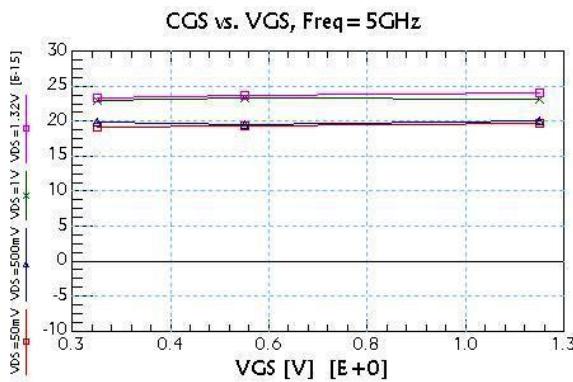
Κόκκινο: $V_{GS}=300\text{mV}$, Μπλε: $V_{GS}=600\text{mV}$, Πράσινο: $V_{GS}=1.2\text{V}$



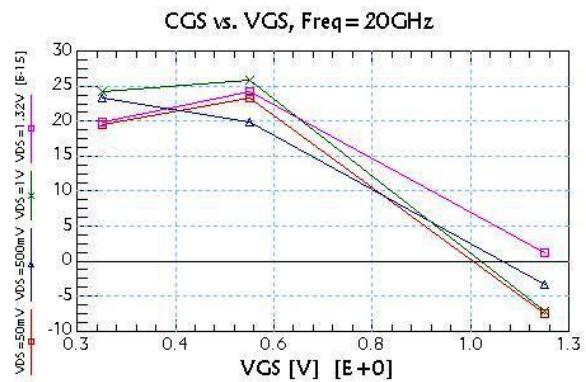
(δ)

Σχήμα 3.4.2 (α) C_{GD} ως προς V_{GS} με Freq=5GHz, $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2]$ V, (β) C_{GD} ως προς V_{GS} με Freq=20GHz, $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2]$ V, (γ) C_{GD} ως προς V_{DS} με Freq=5GHz, $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32]$ V και (δ) C_{GD} ως προς V_{DS} με Freq=20GHz, $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32]$ V.

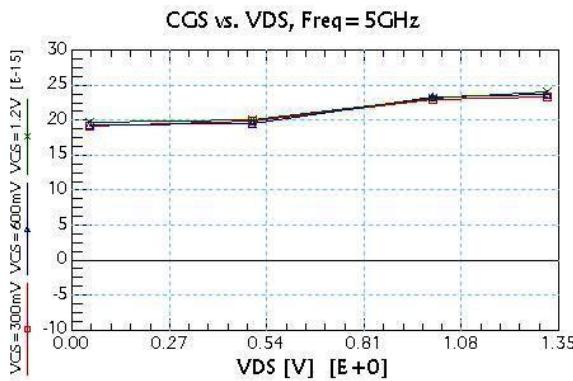
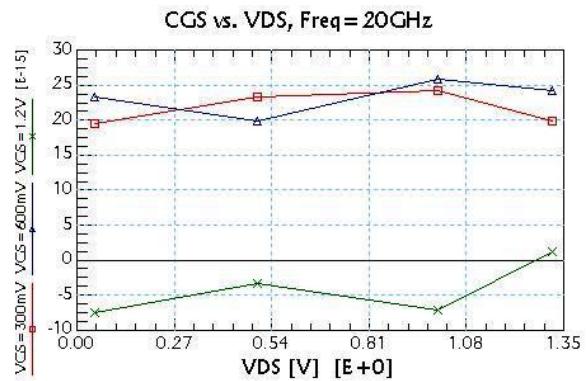
Η χωρητικότητα ανάμεσα στην πύλη και την πηγή C_{GS} , είναι υψηλότερη από την C_{GD} . Από το Σχήμα 3.4.3, είναι εμφανές ότι στα 5GHz παρουσιάζει αντίστοιχη της χωρητικότητας C_{GD} συμπεριφορά. Στη συχνότητα των 20GHz, έντονη διαφοροποίηση στην τιμή της παρατηρείται στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής, όπου η C_{GS} παίρνει αρνητικές τιμές. Η εξάρτηση των χωρητικοτήτων C_{GS} και C_{GD} , και συγκεκριμένα της συνιστώσες που αφορούν τις χωρητικότητες επικάλυψης $C_{GS,ov}$ και $C_{GD,ov}$ από τις συνθήκες πόλωσης οφείλεται στις LDD περιοχές. Το μέρος που επικαλύπτεται στις LDD περιοχές συμπεριφέρεται όμοια με ένα MOS πυκνωτή αντίθετου τύπου από το κανάλι. Επομένως, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην ισχυρή αναστροφή, το επικαλυπτόμενο μέρος των LDD περιοχών βρίσκεται στην περιοχή της συσσώρευσης.



(a)



(b)

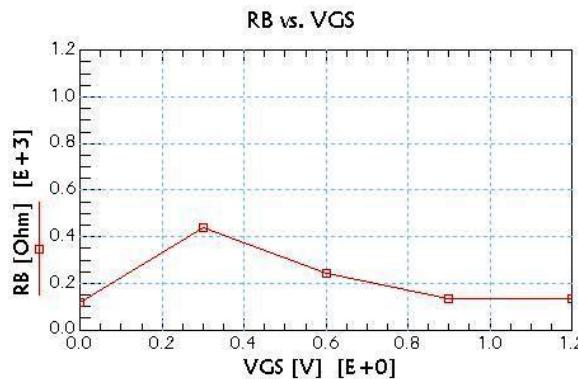
(γ)
Κόκκινο: $V_{GS}=300\text{mV}$, Μπλε: $V_{GS}=600\text{mV}$, Πράσινο: $V_{GS}=1.2\text{V}$ 

(δ)

Σχήμα 3.4.3 (a) C_{GS} ως προς V_{GS} με Freq=5GHz, $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2]$ V, (B) C_{GS} ως προς V_{GS} με Freq=20GHz, $V_{GS}=[0.3 \ 0.6 \ 1.2]$ V, (γ) C_{GS} ως προς V_{DS} με Freq=5GHz, $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32]$ V και (δ) C_{GS} ως προς V_{DS} με Freq=20GHz, $V_{DS}=[0.05 \ 0.5 \ 1.0 \ 1.32]$ V.

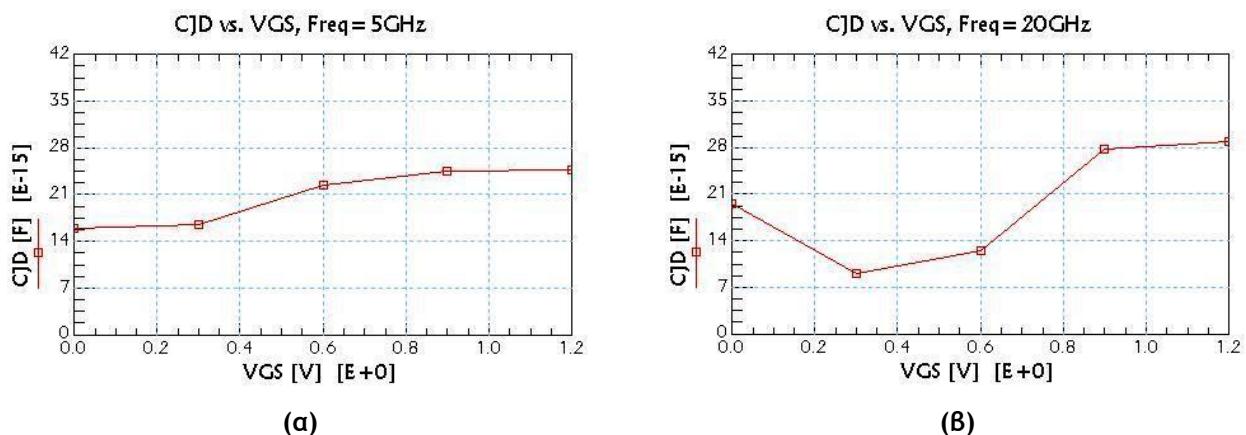
Για την αντίσταση του υποστρώματος R_B και τη χωρητικότητα σύζευξης στην υποδοχή C_{JD} , μελετάται η εξάρτηση τους μόνο από τη τάση V_{GS} , καθώς ο υπολογισμός της σύνθετης αγωγιμότητας του υποστρώματος Y_{sub} , στην οποία βασίζεται η εξαγωγή τους,

γίνεται για $V_{DS}=0$. Επιπλέον η R_B , δεν εξαρτάται από τη συχνότητα, καθώς εξάγεται από την κλίση της σχέσης $\omega^2/\text{Re}[Y_{\text{sub}}]$ ως προς ω^2 οπότε και έχει συγκεκριμένη τιμή ανεξαρτήτως αυτής. Από το Σχήμα 3.4.4, βλέπουμε αρκετή απόκλιση της R_B για επίπεδα αναστροφής κοντά στην τάση κατωφλίου, που μπορεί να οφείλονται στις διακυμάνσεις των depletion περιοχών κάτω από την πύλη και γύρω από τις περιοχές διάχυσης της πηγής και υποδοχής.



Σχήμα 3.4.4 R_B ως προς V_{GS} , με $V_{GS}=[0 \ 0.3 \ 0.6 \ 0.9 \ 1.2]$ V και $V_{DS}=0$.

Τέλος, η C_{JD} χωρητικότητα, παρουσιάζει εξάρτηση από την τάση V_{GS} και στις δύο συχνότητες με μεγαλύτερη στην συχνότητα των 20GHz (Σχήμα 3.4.5).



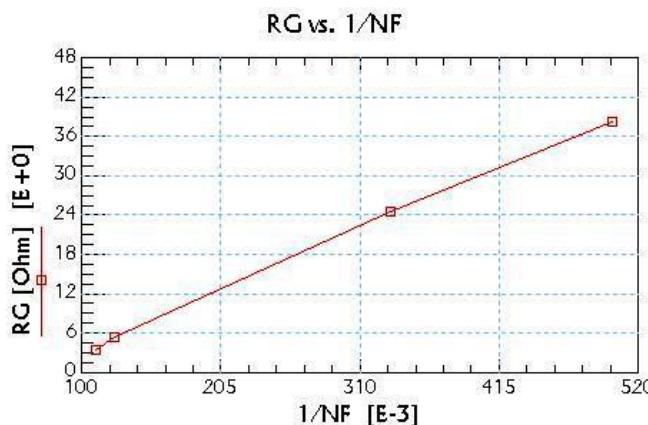
Σχήμα 3.4.5 (a) C_{JD} ως προς V_{GS} με $\text{Freq}=5\text{GHz}$, $V_{GS}=[0 \ 0.3 \ 0.6 \ 0.9 \ 1.2]$ V και $V_{DS}=0$, (b) C_{JD} ως προς V_{GS} με $\text{Freq}=20\text{GHz}$, $V_{GS}=[0 \ 0.3 \ 0.6 \ 0.9 \ 1.2]$ V και $V_{DS}=0$.

Παρόλο που οι τιμές όλων των εξωτερικών στοιχείων παρουσιάζουν εξάρτηση από τις συνθήκες πόλωσης, σε γενικές γραμμές είναι αρκετή η μοντελοποίηση της εξάρτησης αυτής για τις χωρητικότητες σύζευξης και επικάλυψης ενώ οι αντιστάσεις πύλης και υποστρώματος μπορούν να θεωρηθούν ανεξάρτητες από τις τάσεις στους ακροδέκτες του τρανζίστορ.

3.5 Γεωμετρική Εξάρτηση Εξωτερικών Στοιχείων

Ειδικότερα, για της περιπτώσεις της αντίστασης πύλης - R_G καθώς και των χωρητικοτήτων ανάμεσα στην πύλη και την πηγή και υποδοχή, C_{GD} και C_{GS} αντίστοιχα, σημαντική είναι η μελέτη της εξάρτησης τους από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της διάταξης. Έτσι, όπως περιγράφεται και από την εξίσωση (2.3.2.6), η αντίσταση πύλης είναι ανάλογη του πλάτους W_F και αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των δακτύλων N_F

και του μήκους L_F . Η εξάρτηση $R_G \propto \frac{1}{N_F}$ φαίνεται και στο Σχήμα 3.5.1.

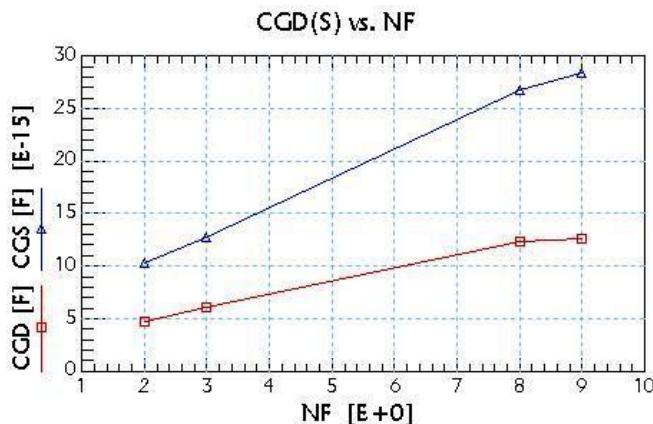


Σχήμα 3.5.1 Εξάρτηση της Αντίστασης Πύλης - R_G από τον αριθμό δακτύλων της διάταξης N_F . Η εξάρτηση αυτή έχει μορφή $R_G \propto \frac{1}{N_F}$. Στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιήθηκαν διατάξεις με $L_F=180nm$, $W_F=2um$ και $NF = [2,3,8,9]$ για συνθήκες πόλωσης $V_G=1.2V$, $V_D=1.0V$ και $V_S=0V$ και εύρος συχνοτήτων $Freq=5GHz...20GHz$.

Οι χωρητικότητες C_{GD} και C_{GS} δε, παρουσιάζουν εξάρτηση ανάλογη με τον αριθμό των δακτύλων N_F (Σχήμα 3.5.2). Και στις δύο περιπτώσεις η εξαγωγή των ιδανικών τιμών των R_G , C_{GD} και C_{GS} έγινε για ένα αρκετά μεγάλο εύρος συχνοτήτων στο οποίο εντάσσονται οι περισσότερες RF εφαρμογές. Αντίστοιχη εξάρτηση παρουσιάζει και η χωρητικότητα σύζευξης C_{JD} , αλλά σε αυτή την περίπτωση η χωρητικότητα C_{JD} είναι ανάλογη του αριθμού των περιοχών διάχυσης της υποδοχής N_D , ο οποίος σχετίζεται με τον αριθμό των δακτύλων. Συγκεκριμένα για δύο συνεχόμενες τιμές του N_F , με την πρώτη να αντιστοιχεί σε μονό αριθμό δακτύλων, το N_D είναι ίδιο. Η εξάρτηση του C_{JD} δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$C_{JD} \cong N_D \cdot C_{JD,single}, \quad (3.5.1)$$

όπου $C_{JD,single}$ η χωρητικότητα διάχυσης μίας από τις περιοχές διάχυσης της υποδοχής. Η αντίσταση υποστρώματος R_B , παρουσιάζει εξάρτηση από το πλάτος W_F και ανάλογα με τον τύπο της σύνδεσης του υποστρώματος μπορεί να παρουσιάζει εξάρτηση από τον αριθμό των δακτύλων N_F . Στην περίπτωση που για το EKV3 μοντέλο επιλεγεί δίκτυο αντιστάσεων υποστρώματος με πέντε αντιστάσεις, διαφορετικές εξαρτήσεις των μη συμμετρικών αντιστάσεων παρουσιάζονται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της διάταξης.



Σχήμα 3.5.2 Εξάρτηση των Χωρητικοτήτων - C_{GD} και C_{GS} από τον αριθμό δακτύλων της διάταξης N_F . Η εξάρτηση αυτή έχει μορφή $C_{GD(S)} \propto N_F$. Εδώ, χρησιμοποιήθηκαν διατάξεις με $L_F=180nm$, $W_F=2um$ και $NF = [2,3,8,9]$ για συνθήκες πόλωσης $V_G=1.2V$, $V_D=1.0V$ και $V_S=0V$ και εύρος συχνοτήτων $Freq=5GHz...20GHz$. Η κόκκινη γραμμή αντιστοιχεί στη χωρητικότητα C_{GD} ενώ η μπλε γραμμή στη χωρητικότητα C_{GS} .

Κεφάλαιο 4ο: Το Μοντέλο σε Σύγχρονες Τεχνολογίες

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η πλήρης αξιολόγηση του EKV3 μοντέλου για δύο διαφορετικές τεχνολογίες. Αρχικά, το μοντέλο θα συγκριθεί με την τεχνολογία CMOS 180nm στην οποία εφαρμόστηκε και η μεθοδολογία της εξαγωγής παραμέτρων του Κεφαλαίου 3. Εν συνεχεία θα επαληθευτεί το μοντέλο και σε μία πιο σύγχρονη τεχνολογία με ονομαστικό μήκος καναλιού 90nm. Για την ολοκληρωμένη αξιολόγηση του EKV3 μοντέλου, θα παρουσιαστούν μετρήσεις και προσομοιώσεις με την 301.02 έκδοση του, για DC και RF αναλύσεις, μικρού και μεγάλου σήματος, από τη γραμμική περιοχή ως τον κορεσμό και από την ασθενή ως τη ισχυρή αναστροφή.

4.1 Εφαρμογή σε Τεχνολογία CMOS 180nm

Στην ενότητα αυτή, γίνεται σύγκριση του EKV3 μοντέλου με μετρήσεις τεχνολογίας CMOS 180nm. Τα αποτελέσματα που ακολουθούν αφορούν ένα πολυδακτυλικό RF NMOS τρανζίστορ με L=180nm, W=2μm και NF=8.

Οι τιμές των εξωτερικών στοιχείων που προέκυψαν κατά τη διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων, από τις αναλυτικές εξισώσεις των Y-Παραμέτρων φαίνονται στον πίνακα που ακολουθεί.

R_G	C_{GD}	C_{GS}	R_B	C_{JD}
8 Ω	12.4 fF	26.8 fF	115.8 Ω	32.5 fF

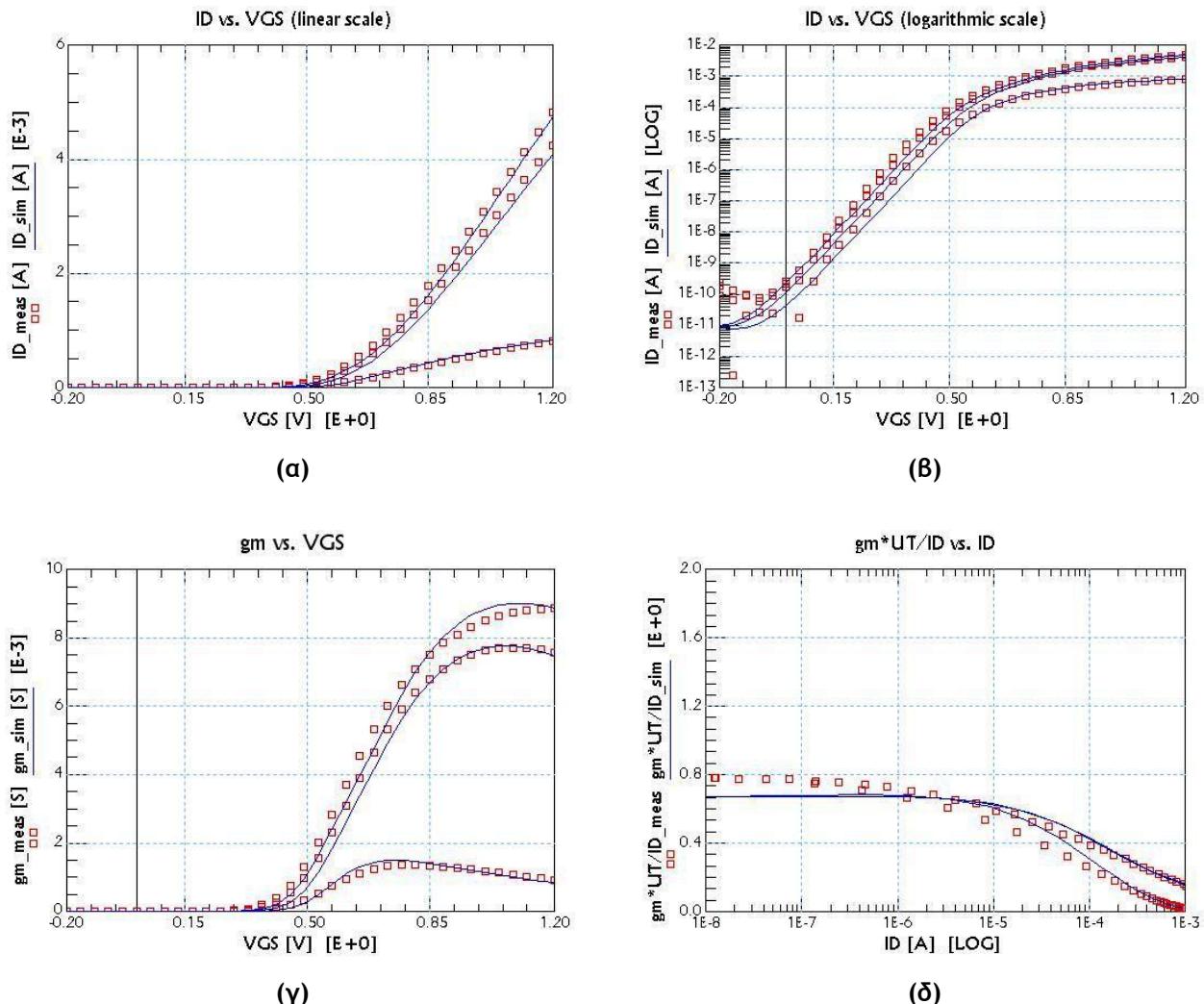
Το παραπάνω μοναδικό σετ παραμέτρων χρησιμοποιήθηκε σε όλες τις προσομοιώσεις και για οποιουδήποτε τύπου αναλύσεις διεξήχθησαν για την τεχνολογία CMOS 180nm.

4.1.1 Ανάλυση Στατικού Ρεύματος

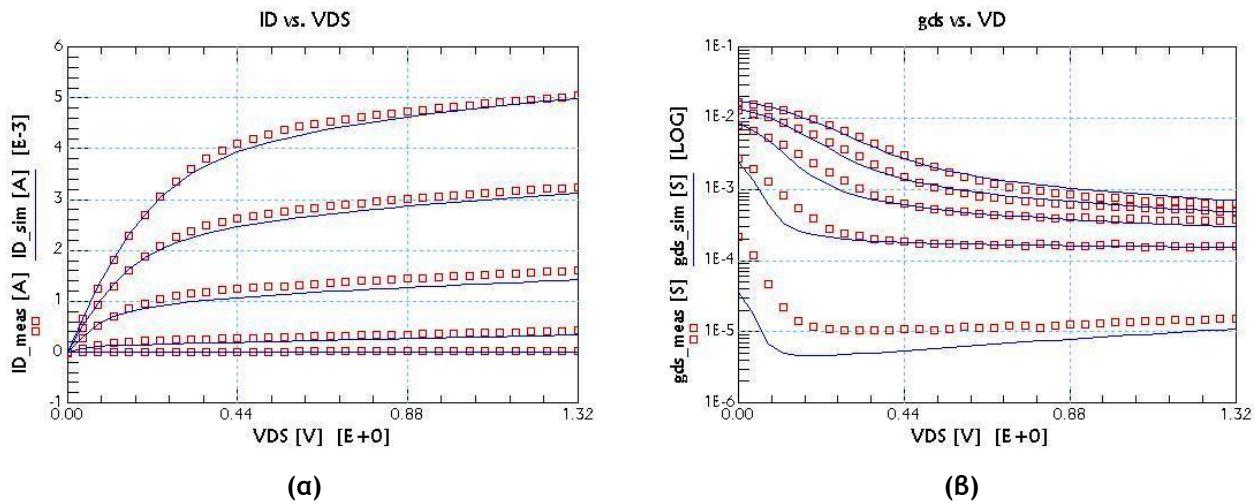
Για την ακριβή απόδοση των χαρακτηριστικών λειτουργίας των τρανζίστορ μιας τεχνολογίας στις υψηλές συχνότητες από ένα MOS μοντέλο, είναι πρωτίστως απαραίτητη η ορθή απεικόνιση της συμπεριφοράς των τρανζίστορ στη DC λειτουργία από το μοντέλο. Στα σχήματα που ακολουθούν, οι μετρήσεις που έχουν διεξαχθεί για την υπό μελέτη διάταξη, περιλαμβάνουν όλες τις περιοχές λειτουργίας ενός τρανζίστορ.

Έτσι, στο Σχήμα 4.1.1 φαίνονται οι αναλύσεις του ρεύματος ως προς την τάση στην πύλη- I_D vs. V_{GS} σε γραμμική και λογαριθμική κλίμακα (κατάλληλη για την εκτίμηση

της συμπεριφοράς σε ασθενή αναστροφή), της διαγωγιμότητας- g_m vs. V_{GS} και του λόγου της κανονικοποιήμενης διαγωγιμότητας ως προς το ρεύμα- gm^*U_T/I_D vs. I_D , από ασθενή έως ισχυρή αναστροφή- $V_{GS} = -0.2...1.32$ V, για γραμμική λειτουργία και κορεσμό- $V_{DS} = [0.05, 0.5, 1]$ V. Στο Σχήμα 4.1.2, παρουσιάζονται οι αναλύσεις του ρεύματος ως προς την τάση στην υποδοχή- I_D vs. V_{DS} και της αγωγιμότητας εξόδου- g_{ds} vs. V_{DS} για εύρος τιμών της τάσης στην υποδοχής που καλύπτει από τη γραμμική λειτουργία έως τον κορεσμό- $V_{DS} = 0...1.32$ V και τιμές για την τάση στην πύλη για όλα τα επίπεδα αναστροφής- $V_{GS} = [0.4, 0.6, 0.8, 1, 1.2]$ V.



Σχήμα 4.1.1 Ανάλυση ρεύματος ως προς την τάση στην πύλη- I_D vs. V_{GS} σε (a) γραμμική κλίμακα, (b) λογαριθμική κλίμακα, (c) διαγωγιμότητα ως προς την τάση στην πύλη- g_m vs. V_{GS} και (d) λόγος κανονικοποιημένης διαγωγιμότητα ως προς το ρεύμα καναλιού- $g_m^*U_T/I_D$ vs. I_D , για συνθήκες πόλωσης: $V_{GS} = -0.2...1.32$ V, $V_{DS} = [0.05, 0.5, 1]$ V, $V_{SB} = 0$ V. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.



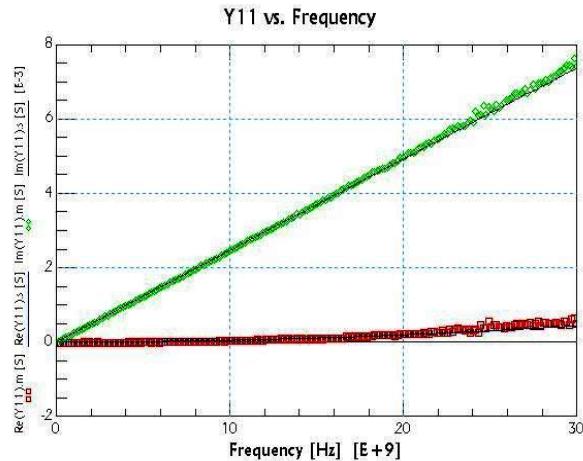
Σχήμα 4.1.2 (α) Ανάλυση ρεύματος ως προς την τάση στην υποδοχή- I_D vs. V_{DS} και (β) αγωγιμότητα εξόδου ως προς την τάση στην υποδοχή- g_{ds} vs. V_{DS} , για συνθήκες πόλωσης: $V_{DS} = 0 \dots 1.32$ V, $V_{GS} = [0.4, 0.6, 0.8, 1, 1.2]$ V, $V_{SB} = 0$ V. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

4.1.2 Ανάλυση Μικρού Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες

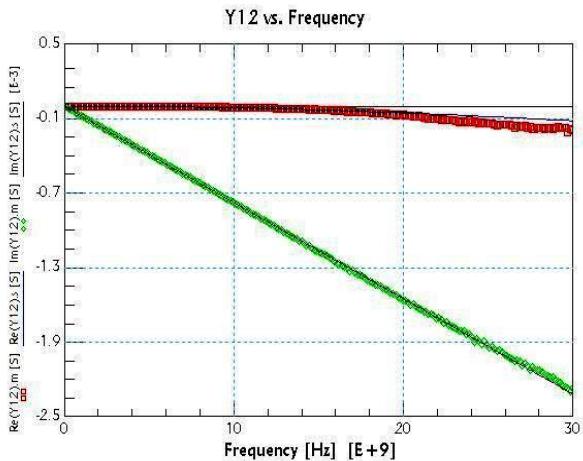
Μετά την ανάδειξη της σωστής συμπεριφοράς του μοντέλου στην DC λειτουργία, ακολουθούν αναλύσεις σε υψηλές συχνότητες. Η προτεινόμενη μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3 εφαρμόστηκε στις μετρήσεις της ίδιας υπό μελέτης διάταξης. Αρχικά μετρήθηκαν οι S-παράμετροι, οι οποίες ύστερα από τη διαδικασία αφαίρεσης όλων των παρασιτικών συνιστωσών από το εξωτερικό περιβάλλον της διάταξης (de-embedding) μετατράπηκαν σε Y-παραμέτρους.

Στο Σχήμα 4.1.3 παρουσιάζονται οι Y-παράμετροι σε γραμμική κλίμακα, για λειτουργία της υπό μελέτης διάταξης σε ισχυρή αναστροφή και κορεσμό και συγκεκριμένα για τις συνθήκες πόλωσης, $V_{GS} = 1.2$ V, $V_{DS} = 1.0$ V, $V_{SB} = 0$ V, στην οποία έχει γίνει η εξαγωγή των RF παραμέτρων (εκτός των παραμέτρων που αφορούν το υπόστρωμα R_B και C_{JD}). Στο Σχήμα 4.1.4 παρουσιάζονται οι Y-παράμετροι σε λογαριθμική κλίμακα για όλες τις συνθήκες πόλωσης που έχουν διεξαχθεί μετρήσεις. Οι μετρήσεις έχουν πραγματοποιηθεί για συχνότητες από 100MHz έως 30GHz.

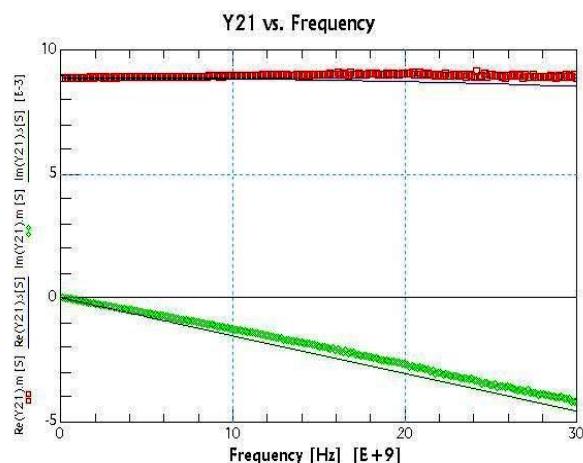
Από την ανάλυση σε υψηλές συχνότητες παρατηρούμε μία επαρκή ταύτιση του μοντέλου με τις μετρήσεις. Η απόκλιση στο πραγματικό μέρος της Y_{21} παραμέτρου πιθανόν να οφείλεται στο γεγονός ότι το $Re(Y_{21})$ δε συμπεριλαμβάνεται στη διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων.



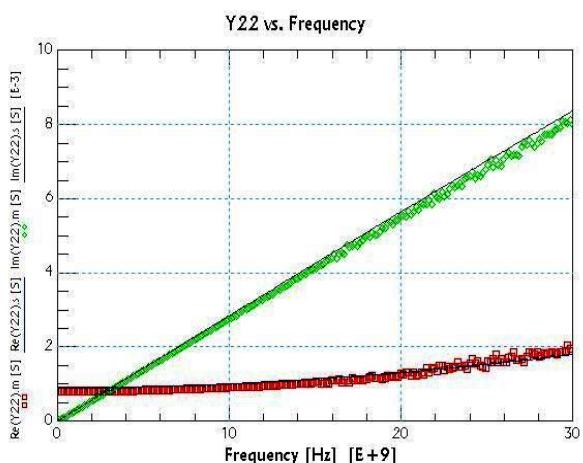
(a)



(b)

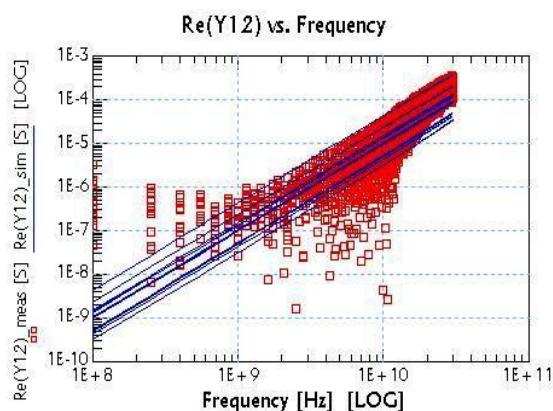
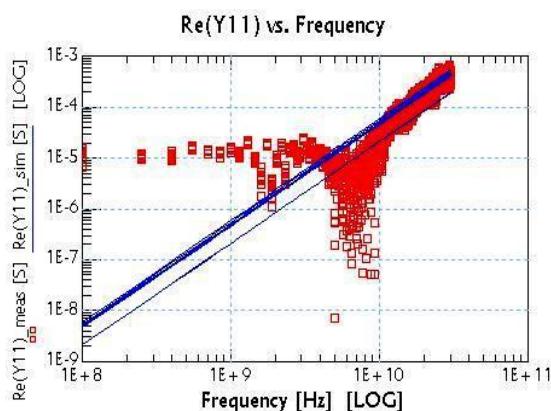


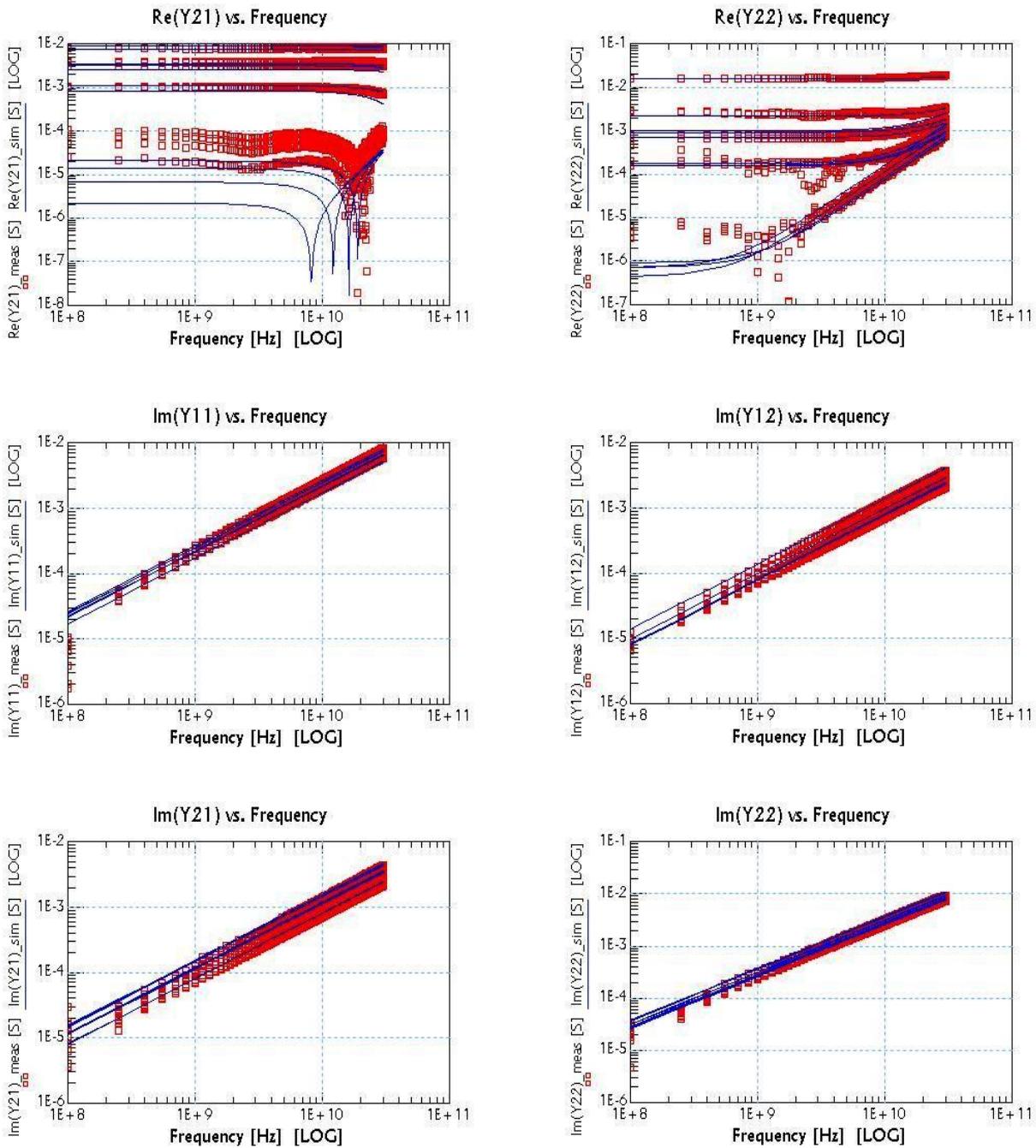
(γ)



(δ)

Σχήμα 4.1.3 Y-παράμετροι ως προς τη συχνότητα, (α) Y_{11} , (β) Y_{12} , (γ) Y_{21} και (δ) Y_{22} , σε συνθήκες πόλωσης: $V_{GS} = 1.2$ V, $V_{DS} = 1.0$ V, $V_{SB} = 0$ V, Freq = 100MHz...30GHz. Τα κόκκινα σύμβολα αντιστοιχούν στο πραγματικό μέρος των μετρηθέντων Y-παραμέτρων, τα πράσινα σύμβολα αντιστοιχούν στο φανταστικό μέρος των μετρηθέντων Y-παραμέτρων και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.





Σχήμα 4.1.4 Υ-παράμετροι ως προς τη συχνότητα σε συνθήκες πόλωσης $V_{GS} = [0.3, 0.6, 1.2]$ V, $V_{DS} = [0.05, 0.5, 1.0, 1.32]$ V, $V_{SB} = 0$ V και $\text{Freq} = 100\text{MHz}...30\text{GHz}$. Τα κόκκινα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι μπλε γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

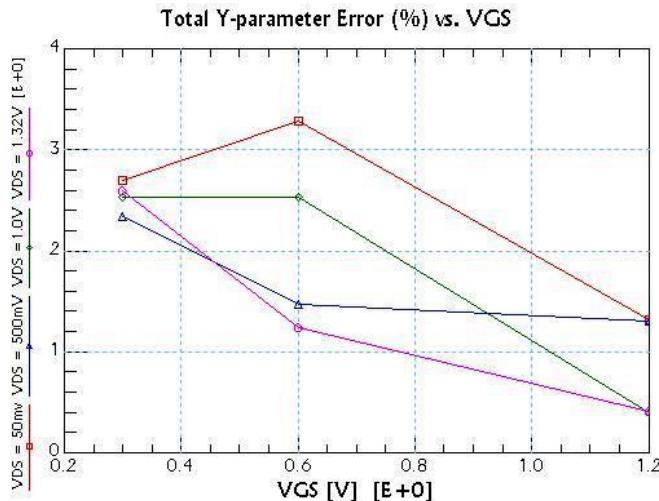
4.1.3 Εκτίμηση Σφάλματος

Προκειμένου να αξιολογηθεί σωστά η ικανότητα του μοντέλου και την προτεινόμενη μεθοδολογίας να προβλέπει σωστά τη συμπεριφορά του τρανζίστορ στις υψηλές συχνότητες, γίνεται υπολογισμός του σφάλματος για όλες τις συνθήκες πόλωσης

από την εξίσωση:

$$\varepsilon_{tot} = 100 \cdot \frac{1}{4} \cdot \sum_{ij} \left\{ \sum_{freq} \frac{|measY_{ij} - simY_{ij}|^2}{|measY_{ij}|^2} \right\} \frac{1}{N_{freq}} . \quad (4.1.3.1)$$

Το μέγιστο σφάλμα που υπολογίστηκε είναι 3.28% και αφορά πολώσεις $V_{GS}=600mV$ και $V_{DS}=50mV$ ενώ το ελάχιστο σφάλμα με τιμή 0.41% παρατηρείται όπως είναι λογικό, στις συνθήκες που έγινε η εξαγωγή των RF παραμέτρων, δηλαδή για $V_{GS}=1.2V$ και $V_{DS}=1.0V$. Στο Σχήμα 4.1.5 παρουσιάζεται το συνολικό σφάλμα για όλες τις συνθήκες πόλωσης.



Κόκκινο: $V_{DS}=50mV$, **Μπλε:** $V_{DS}=500mV$, **Πράσινο:** $V_{DS}=1.0V$, **Ροζ:** $V_{DS}=1.32V$

Σχήμα 4.1.5 Συνολικό σφάλμα στην πρόβλεψη των Y-παραμέτρων ως προς την τάση V_{GS} στην πύλη, $V_{GS} = [0.3, 0.6, 1.2]$ V και $V_{SB} = 0V$.

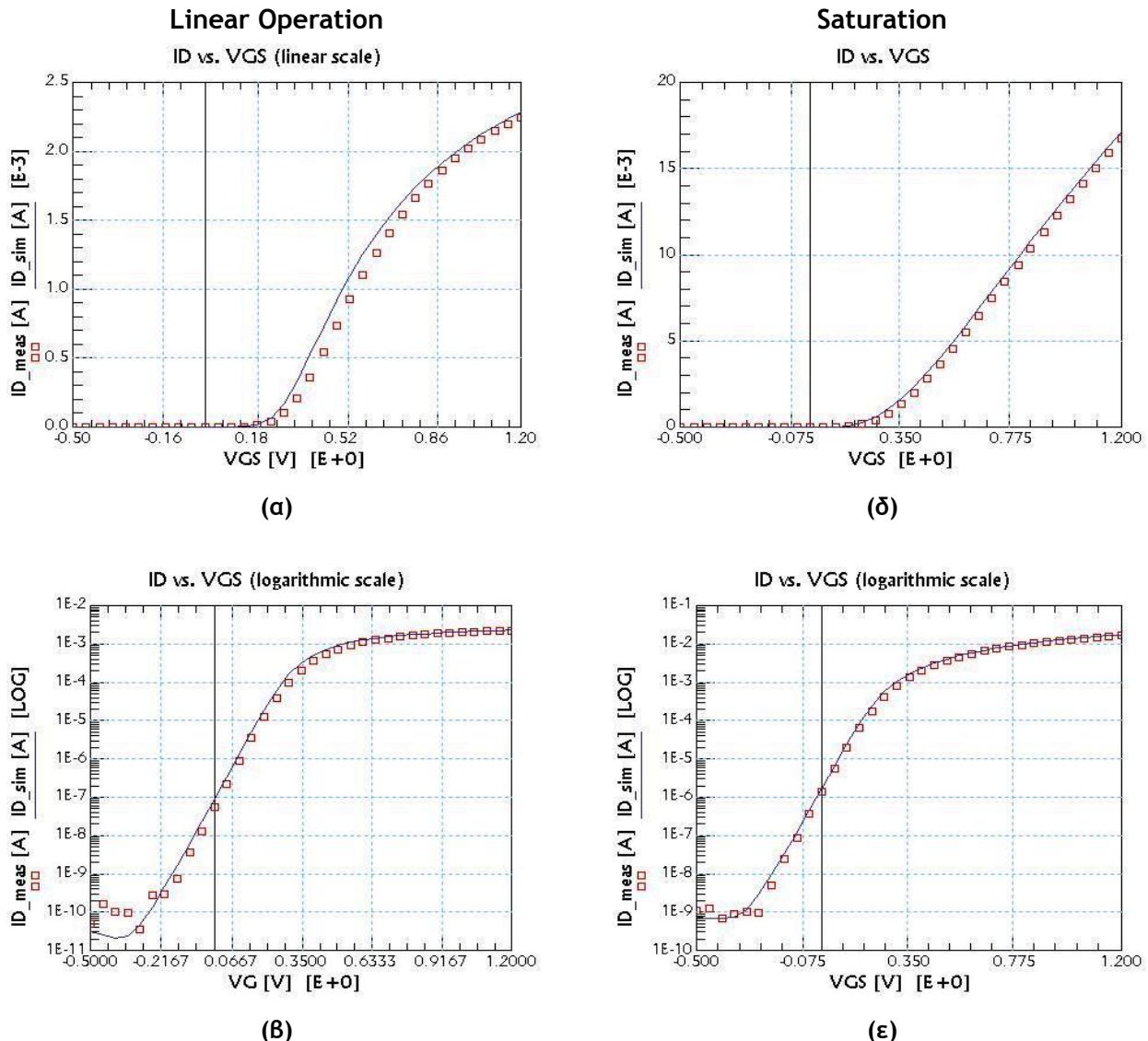
4.2 Εφαρμογή σε Τεχνολογία CMOS 90nm

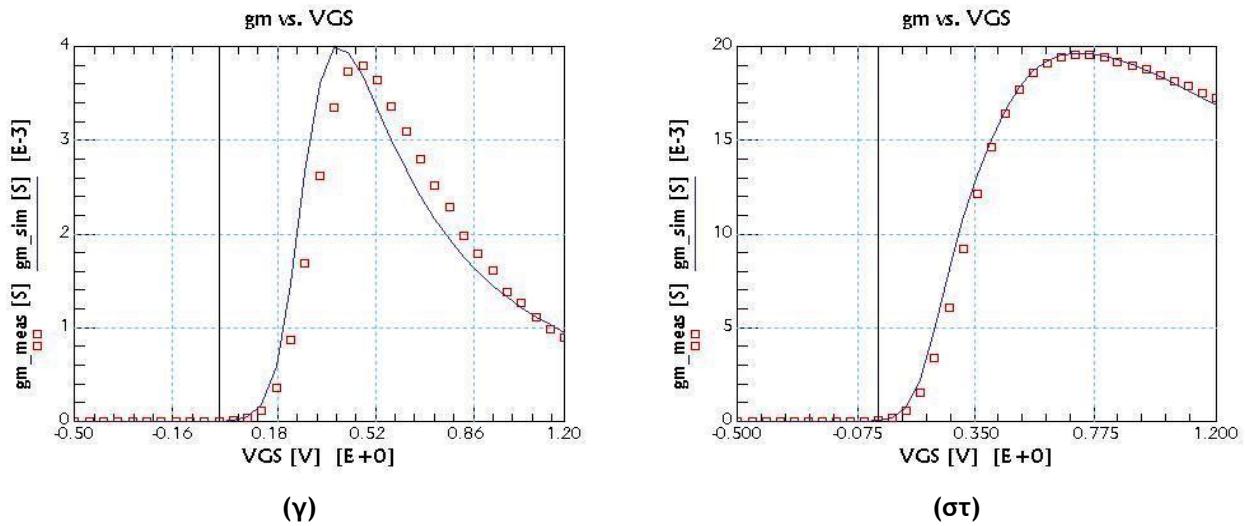
Σε αντιστοιχία με την προηγούμενη ενότητα, παρουσιάζονται αποτελέσματα από τη σύγκριση του μοντέλου με μία πιο σύγχρονη τεχνολογία με ονομαστικό μήκος πύλης 90nm. Η υπό μελέτη διάταξη είναι επίσης ένα πολυδακτυλικό RF NMOS τρανζίστορ με $L=70nm$, $W=2μm$ και $NF=10$. Στις ενότητες 4.1 και 4.2 παρουσιάζονται δύο NMOS διατάξεις αλλά αντίστοιχα αποτελέσματα προκύπτουν και για PMOS διατάξεις. Οι τιμές των εξωτερικών στοιχείων που προέκυψαν κατά τη διαδικασία εξαγωγής των RF παραμέτρων, φαίνονται στον πίνακα που ακολουθεί.

R_G	C_{GD}	C_{GS}	R_B	C_{JD}
30Ω	7.5 fF	7.5 fF	103Ω	11 fF

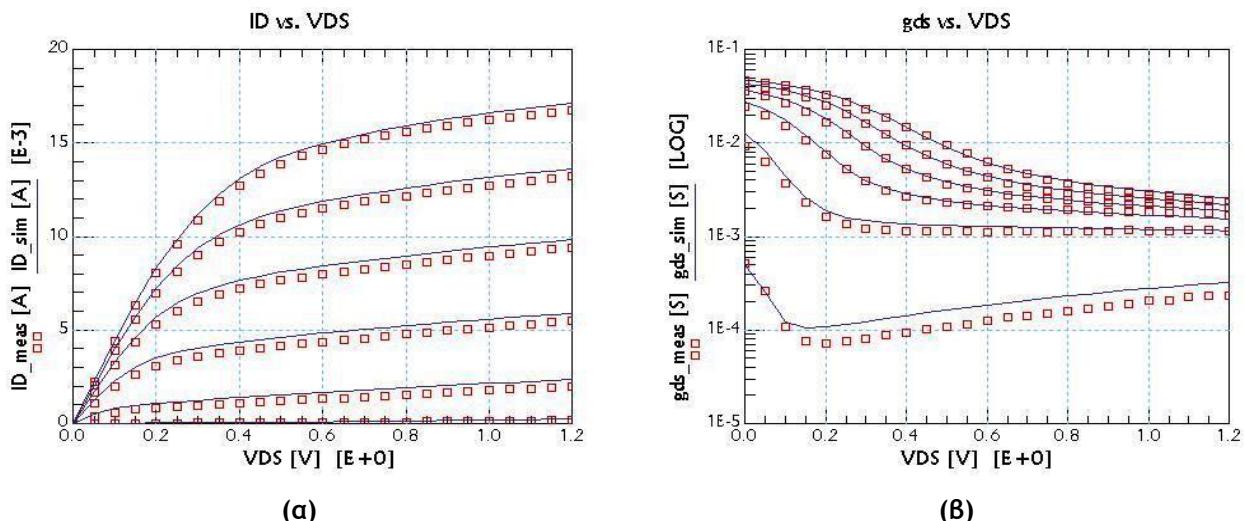
4.2.1 Ανάλυση Στατικού Ρεύματος

Η ανάλυση DC ρεύματος πραγματοποιείται για διάφορες συνθήκες πόλωσης που να περιλαμβάνουν όλες τις περιοχές λειτουργίας. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται αποτελέσματα από την I_D vs. V_{GS} ανάλυση σε γραμμική λειτουργία με $V_{GS} = 0...1.2$ V, $V_{DS} = 50$ mV και $V_{SB} = 0$ V και στον κορεσμό με $V_{GS} = 0...1.2$ V, $V_{DS} = 1.2$ V και $V_{SB} = 0$ V (Σχήμα 4.2.1) και από την I_D vs. V_{DS} ανάλυση με $V_{DS} = 0...1.2$ V, $V_{GS} = [0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2]$ V και $V_{SB} = 0$ V (Σχήμα 4.2.2). Και για την συγκεκριμένη τεχνολογία το μοντέλο προβλέπει με μεγάλη ακρίβεια τη συμπεριφορά της υπό μελέτης διάταξης, παρουσιάζοντας πολύ καλή ταύτιση με τις πραγματικές μετρήσεις.





Σχήμα 4.2.1 Ανάλυση στη γραμμική περιοχή- $V_{DS} = 50$ mV και στον κορεσμό- $V_{DS} = 1.2$ V, αντίστοιχα, του ρεύματος ως προς την τάση στην πύλη- I_D vs. V_{GS} σε (α),(δ) γραμμική κλίμακα, (β),(ε) λογαριθμική κλίμακα και (γ),(στ) διαγωγιμότητα ως προς την τάση στην πύλη- gm vs. V_{GS} , με $V_{GS} = -0.5...1.2$ V και $V_{SB} = 0$ V. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

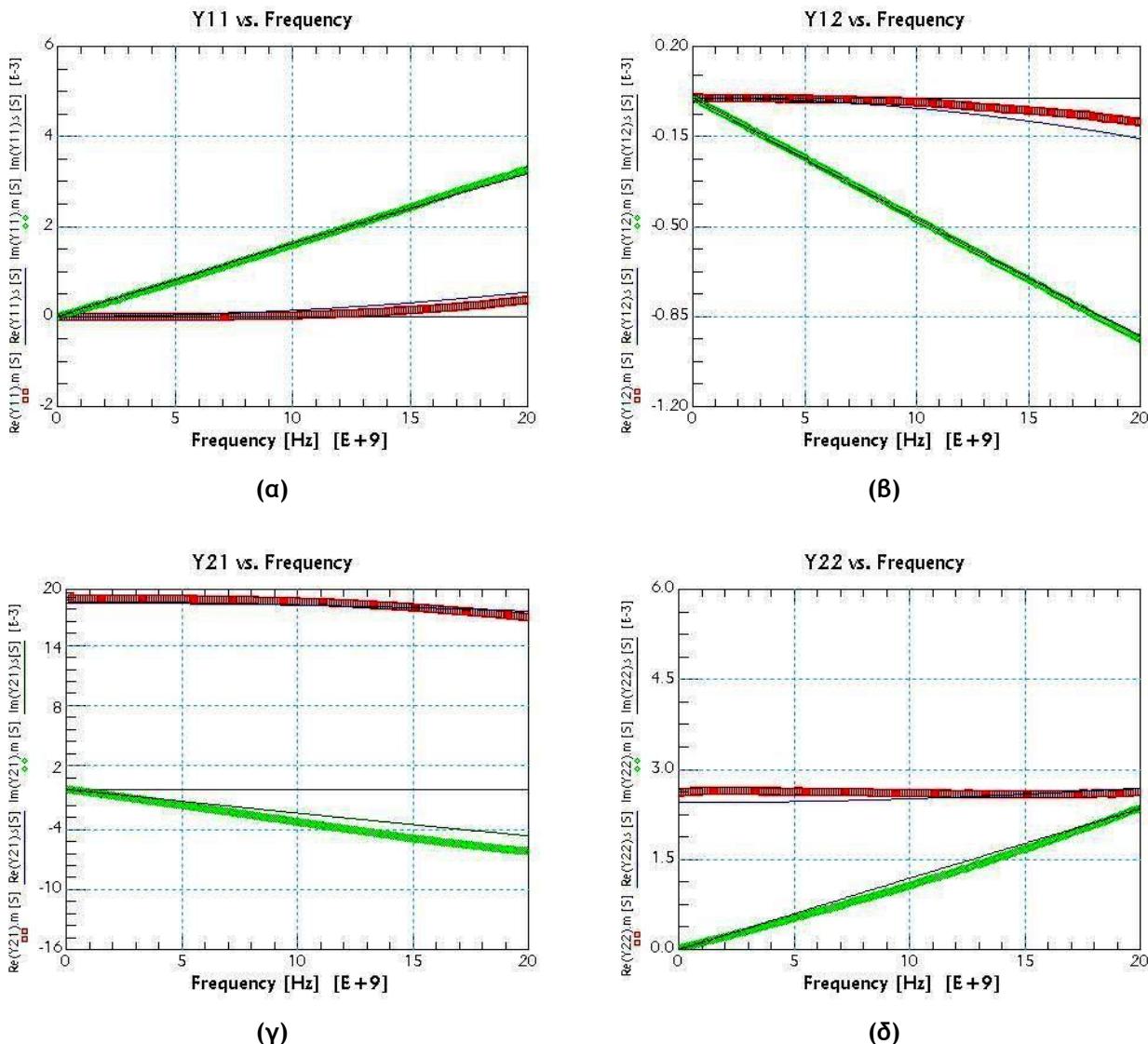


Σχήμα 4.2.2 (α) Ανάλυση ρεύματος ως προς την τάση στην υποδοχή- I_D vs. V_{DS} και (β) αγωγιμότητα εξόδου ως προς την τάση στην υποδοχή- g_{ds} vs. V_{DS} , για συνθήκες πόλωσης: $V_{DS} = 0...1.2$ V, $V_{GS} = [0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2]$ V, $V_{SB} = 0$ V. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

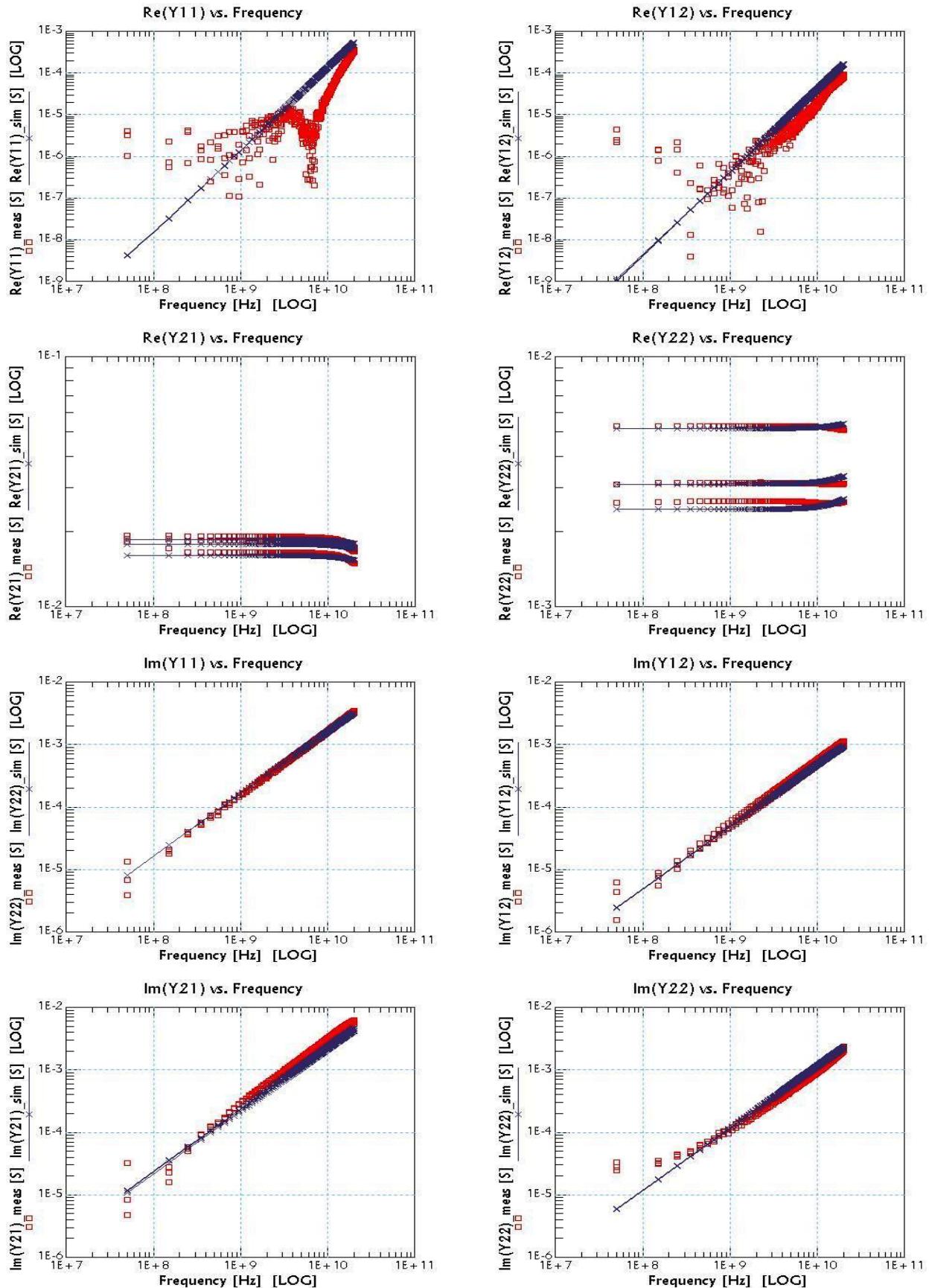
4.2.2 Ανάλυση Μικρού Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες

Εν συνεχείᾳ ακολουθεί η ανάλυση σε υψηλές συχνότητες, με μετρήσεις σε εύρος συχνοτήτων από 50MHz έως 20.5GHz. Αρχικά, παρουσιάζονται οι Y-παράμετροι σε γραμμική κλίμακα στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής και για λειτουργία κορεσμού για την υπό μελέτη διάταξη με συνθήκες πόλωσης $V_{GS} = 0.8$ V, $V_{DS} = 0.8$ V και $V_{SB} = 0$ V

(Σχήμα 4.2.3). Στο Σχήμα 4.2.4 παρουσιάζονται οι Y-παράμετροι σε λογαριθμική κλίμακα για διάφορες συνθήκες πόλωσης που έχουν γίνει μετρήσεις. Να σημειωθεί ότι και για τη συγκεκριμένη τεχνολογία οι Y-παράμετροι έχουν προκύψει μέσω μετασχηματισμού των de-embedded S-παραμέτρων, ως αναπόσπαστο κομμάτι τις διαδικασίας εξαγωγής των RF παραμέτρων. Η συνέπεια του μοντέλου σε σχέση με τις μετρήσεις, δείχνει τις ικανότητες του EKV3 να αναπαραστήσει και τη συμπεριφορά τρανζίστορ με πολύ μικρό μήκος πύλης σε υψηλές συχνότητες, καθώς ενσωματώνει όλα τα φαινόμενα που εμφανίζονται σε νέες τεχνολογίες.



Σχήμα 4.2.3 Y-παράμετροι ως προς τη συχνότητα, (α) Y_{11} , (β) Y_{12} , (γ) Y_{21} και (δ) Y_{22} , σε συνθήκες πόλωσης: $V_{GS} = 0.8$ V, $V_{DS} = 0.8$ V, $V_{SB} = 0$ V, Freq = 50MHz...20GHz. Τα κόκκινα σύμβολα αντιστοιχούν στο πραγματικό μέρος των μετρηθέντων Y-παραμέτρων, τα πράσινα σύμβολα αντιστοιχούν στο φανταστικό μέρος των μετρηθέντων Y-παραμέτρων και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.



Σχήμα 4.2.4 Υ-παράμετροι ως προς τη συχνότητα σε συνθήκες πόλωσης $V_{GS} = 0.8$ V, $V_{DS} = [0.4, 0.6, 0.8]$ V, $V_{SB} = 0$ V και $\text{Freq} = 50\text{MHz...20GHz}$. Τα κόκκινα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι μπλε γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

4.2.2.1 Χαρακτηριστικά Μεγέθη Σχεδίασης

Καθώς η συχνότητα αποκοπής των σύγχρονων υπομικρομετρικών MOSFET τρανζίστορ εξεπερνάει τα 185GHz, πολλές εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων δύναται να υλοποιηθούν με τη χρήση CMOS τεχνολογιών. Αυτές η υψηλές τιμές για τη συχνότητα αποκοπής των τρανζίστορ, μαζί με το χαμηλό κόστος, τον υψηλό βαθμό ολοκλήρωσης και την εύκολη πρόσβαση στις CMOS τεχνολογίες αποτελούν τα βασικά στοιχεία για την ανάπτυξη ασύρματων εφαρμογών νέας γενιάς. Κρίσιμο θέμα στην ανάπτυξη μικροκυματικών κυκλωμάτων είναι η ύπαρξη MOSFET μοντέλων που να είναι αξιόπιστα σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων και συνθηκών πόλωσης.

Ειδικά, για τη σχεδίαση ενός κυκλώματος, είναι απαραίτητη η γνώση στους σχεδιαστές των μεγεθών που περιγράφουν τις επιδόσεις μιας διάταξης (Figures of Merit-FOMs). Ένα μοντέλο πρέπει να μπορεί να περιγράψει και τα μεγέθη αυτά, τα οποία αξιολογούν την απόδοση μιας διάταξης στις υψηλές συχνότητες. Έτσι στην υποενότητα αυτή, παρουσιάζονται διάφορα FOMs που προκύπτουν από τις μετρήσεις και συγκρίνονται με το EKV3 μοντέλο, ενισχύοντας έτσι τις δυνατότητες και την καταλληλότητα του μοντέλου στην RF λειτουργία, ενώ ταυτόχρονα επιβεβαιώνουν την ορθότητα της διαδικασίας εξαγωγής των RF παραμέτρων.

Αρχικά, παρουσιάζεται η σταθερά κέρδους του Mason (Mason's Unilateral Gain-U) (Σχήμα 4.2.5 (α)), η οποία ορίζεται από τον παρακάτω τύπο.

$$U = \frac{|H_{21} - H_{12}|^2}{4 \cdot [re(H_{11}) \cdot re(H_{22}) - re(H_{12}) \cdot re(H_{21})]} \quad (4.2.2.1.1)$$

Παρόλο που η σταθερά κέρδους του Mason μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν δείκτης ποιότητας σε ολόκληρο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας της διάταξης, είναι ιδιαίτερα χρήσιμη στον υπολογισμό της μέγιστης συχνότητας ταλάντωσης (Maximum Oscillation Frequency-f_{max}). Η μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης, που φαίνεται και στο Σχήμα 4.2.5 (γ), ορίζεται από τη σχέση:

$$f_{\max} = U(f) \cdot f \quad (4.2.2.1.2)$$

Στη συχνότητα αυτή (f_{max}) τιμή ίση με τη μονάδα έχουν τόσο το U όσο και το μέγιστο ευσταθές κέρδος (Maximum Stable Gain-MSG) (Σχήμα 4.2.5 (γ)), που μπορεί να αποκτηθεί όταν το τρανζίστορ τοποθετείται ανάμεσα σε ταιριασμένη σύνθετη αντίσταση πηγής/φορτίου. Το MSG είναι συνήθως είναι μεγαλύτερο από το κέρδος που προκύπτει για τη σύνθετη αντίσταση Z₀=50 Ohm που βλέπει το τρανζίστορ κατά τη διαδικασία των

μετρήσεων, και δίνεται από τον τύπο:

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}. \quad (4.2.2.1.3)$$

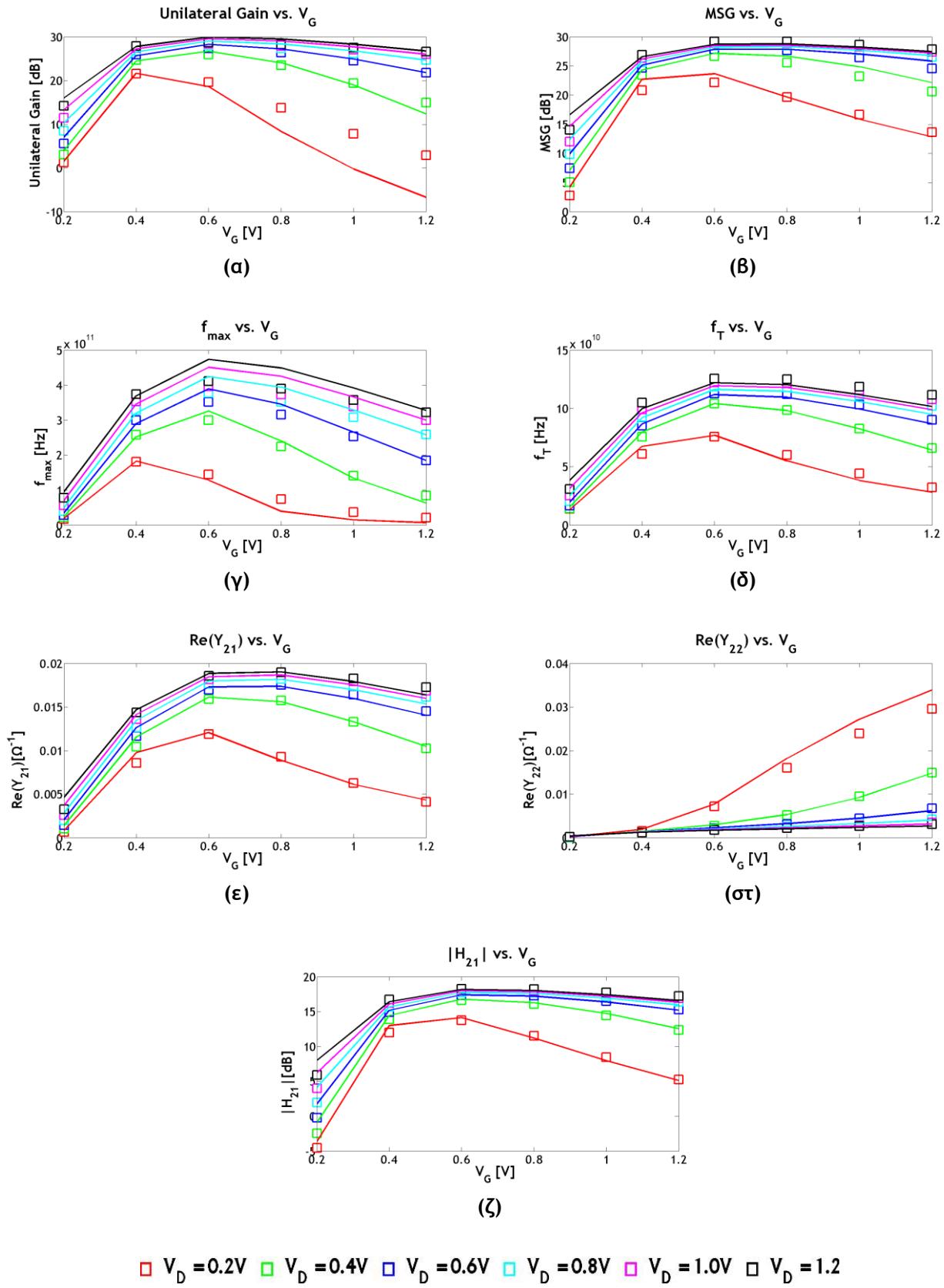
Στο Σχήμα 4.2.5 (δ) παρουσιάζεται η συχνότητα αποκοπής ή συχνότητα μοναδιαίου κέρδους (Unity Gain Frequency- f_T), που είναι η συχνότητα στην οποία το κέρδος ρεύματος $|H_{21}|$ γίνεται ίσο με τη μονάδα. Αυτή η συχνότητα ορίζει τη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας και γι' αυτό είναι ιδιαιτέρα σημαντική για τους σχεδιαστές. Η συχνότητα f_T παρουσιάζει άμεση εξάρτηση από τη διαγωγιμότητα g_m , οπότε εμφανίζει μέγιστο γύρω από την τάση στην πύλη στην οποία το g_m φτάνει στη μέγιστη τιμή του και ορίζεται ως:

$$f_T = \frac{f}{\text{Im}\left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}}\right)}. \quad (4.2.2.1.4)$$

Επιπλέον, παρουσιάζονται το πραγματικό μέρος των παραμέτρων Y_{21} και Y_{22} και το κέρδος ρεύματος μέσω του $|H_{21}|$, όπου

$$H_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0}. \quad (4.2.2.1.4)$$

Τα μεγέθη του Σχήματος 4.2.5, έχουν υπολογιστεί σε συχνότητα Freq=15GHz, ενώ η συμφωνία του μοντέλου με τις μετρήσεις για ένα μεγάλο εύρος συνθηκών πόλωσης αναδεικνύει τη χρησιμότητα του στη σχεδίαση RF IC κυκλωμάτων. Να σημειωθεί ότι η συχνότητα αποκοπής, αυτής της διάταξης ελάχιστου μήκους καναλιού της CMOS 90nm τεχνολογίας αγγίζει την τιμή των 125GHz, παρουσιάζοντας έτσι τις εκτεταμένες δυνατότητες που προσφέρει μια τέτοια τεχνολογία. Επιπλέον, για όλα τα μεγέθη, εκτός του $\text{Re}(Y_{22})$, για χαμηλές τιμές της τάσης V_{GS} , στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής, παρατηρείται αύξηση της τιμής τους αφού οι φορείς στο κανάλι αυξάνουν την ταχύτητα τους και κατ' επέκταση την διαγωγιμότητα g_m . Η αύξηση στην τιμή των χαρακτηριστικών αυτών μεγεθών, γίνεται με μικρότερο ρυθμό για τα PMOS τρανζίστορ εξαιτίας της μικρότερης κινητικότητας των οπών. Για μεγαλύτερες τιμές της τάσης V_{GS} , στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής, η τιμή τους αυξάνεται μέχρι ένα μέγιστο εξαιτίας του φαινομένου του κορεσμού της ταχύτητας. Η περαιτέρω αύξηση της τάσης V_{GS} οδηγεί σε μείωση της τιμής τους, καθώς μειώνεται η κινητικότητα. Η μικρή απόκλιση ανάμεσα στις μετρήσεις και το μοντέλο για τα μεγέθη U και f_{max} οφείλεται στο ότι τα μεγέθη αυτά επηρεάζονται έντονα από τα παρασιτικά στοιχεία της διάταξης.



Σχήμα 4.2.5 Figures of Merit ως προς V_{GS} σε συχνότητα Freq=15GHz, (α) σταθερά κέρδους του Mason-U, (β) μέγιστο ευσταθές κέρδος-MSG, (γ) μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης- f_{max} , (δ) συχνότητα μοναδιαίου κέρδους- f_T , (ε) $\text{Re}(Y_{21})$, (στ) $\text{Re}(Y_{22})$ και (ζ) κέρδος ρεύματος $|H_{21}|$, με $V_{GS}=[0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2]$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

4.2.3 Ανάλυση Μεγάλου Σήματος σε Υψηλές Συχνότητες

Οι εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων και τα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας έχουν κερδίσει σημαντικό έδαφος και οι CMOS τεχνολογίες αναδεικνύονται όλο και πιο δημοφιλείς για την υλοποίηση μικροκυματικών κυκλωμάτων. Όμως, οι ενισχυτές ισχύος (power amplifiers-PA), συχνά αποτελούν εμπόδιο στο να χρησιμοποιηθούν οι χαμηλού κόστους και μεγάλης ενσωμάτωσης CMOS τεχνολογίες για την υλοποίηση εφαρμογών υψηλών συχνοτήτων σε ένα μόνο τσιπ. Τα compact μοντέλα λοιπόν, πρέπει να μπορούν να προβλέπουν τη συμπεριφορά των τρανζίστορ υπό συνθήκες μεγάλου σήματος με επαρκή ακρίβεια. Ένας τρόπος για να εξεταστούν οι ικανότητες του μοντέλου σε αυτές τις συνθήκες είναι η μέτρηση των load-pull χαρακτηριστικών.

4.2.3.1 Θεωρία των Load-pull Μετρήσεων

Η τεχνική load-pull βασίζεται στη μεταβολή (pulling) της σύνθετης αντίστασης φορτίου που “βλέπει” η υπό μελέτη διάταξη (device under test-DUT), ενώ ταυτόχρονα μετριέται η απόδοση της. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται για τη μέτρηση της υπό μελέτης διάταξης σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας, καθώς κάποιες διατάξεις υπό συνθήκες μεγάλου σήματος επιδεικνύουν μη-γραμμική συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους μπορεί να διαφοροποιούνται όσο μεταβάλλεται το επίπεδο ισχύος.

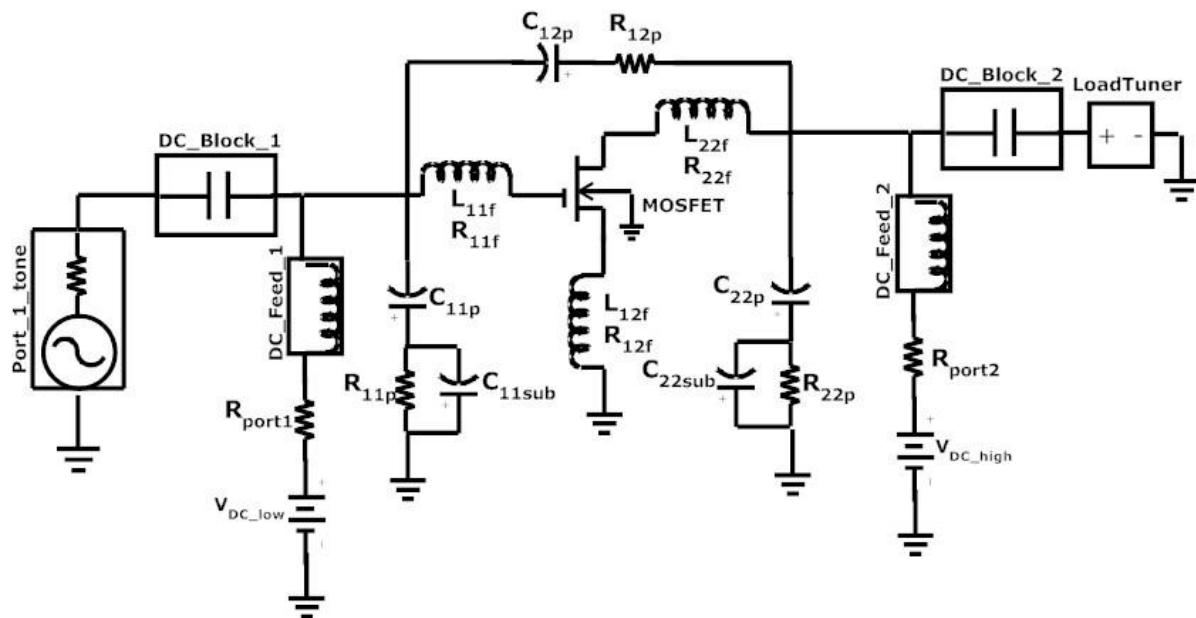
Η απόδοση μιας ενεργής διάταξης, όπως είναι τα MOS τρανζίστορ, είναι συνάρτηση πολλών πραγμάτων όπως: της συχνότητας, των συνθηκών πόλωσης, της θερμοκρασίας, της σύνθετης αντίστασης πηγής και του φορτίου, της ισχύος του σήματος εισόδου κλπ. Στην ανάλυση μικρού σήματος, διεξάγονται μετρήσεις της απόκρισης της διάταξης με φορτίο 50 Ohm, συναρτήσει της συχνότητας, των τάσεων στους ακροδέκτες της διάταξης και ίσως της θερμοκρασίας. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να προβλεφθεί η λειτουργία μικρού σήματος ακόμα και όταν η διάταξη βλέπει σύνθετη αντίσταση διαφορετική των 50 Ohm.

Όμως, η διεξαγωγή μετρήσεων είναι αρκετά δύσκολη υπό συνθήκες μεγάλου σήματος. Οπότε χρησιμοποιείται η τεχνική load-pull προκειμένου να συλλεχθούν όλα τα απαραίτητα στοιχεία για τη λειτουργία μεγάλου σήματος. Στη load-pull ανάλυση μπορούν να διεξαχθούν μετρήσεις σε μία μόνο συχνότητα κάθε φορά.

4.2.3.2 Διατάξεις Προσομοίωσης των Load-pull Μετρήσεων

Για τη load-pull ανάλυση, πραγματοποιήθηκαν δύο είδη μετρήσεων ενώ για την

προσομοίωση του μοντέλου χρησιμοποιήθηκαν δύο διαφορετικά κυκλώματα προσομοίωσης (simulation setups) με μικρές διαφορές. Αρχικά, μελετάται η ισχύς εξόδου (P_{out}) του τρανζίστορ για συχνότητα λειτουργίας $Freq = 5.8$ GHz με τη μεταβολή του φορτίου σε συγκεκριμένο εύρος και στη συνέχεια η ισχύς εξόδου (P_{out}) και το κέρδος ως προς την ισχύ εισόδου (P_{in}) για φορτίο $Z_L=50$ Ohm. Οι διαφορές ανάμεσα στα δύο κυκλώματα προσομοίωσης είναι ότι για την πρώτη περίπτωση, είναι σταθερή η ισχύς εισόδου και οι συνθήκες πόλωσης αλλά μεταβάλλεται το φορτίο Z_L ενώ στη δεύτερη περίπτωση είναι σταθερό το φορτίο Z_L και οι συνθήκες πόλωσης αλλά η ισχύς εισόδου μεταβάλλεται από τα -20dB έως τα 5dB. Στο Σχήμα 4.2.6 παρουσιάζεται για συντομία μόνο το κύκλωμα προσομοίωσης για την πρώτη περίπτωση.



Σχήμα 4.2.6 Κύκλωμα προσομοίωσης load-pull μετρήσεων στο οποίο μεταβάλλεται το φορτίο που βλέπει η διάταξη μέσω του στοιχείου Load Tuner.

4.2.3.3 Αποτελέσματα Load-pull Μετρήσεων

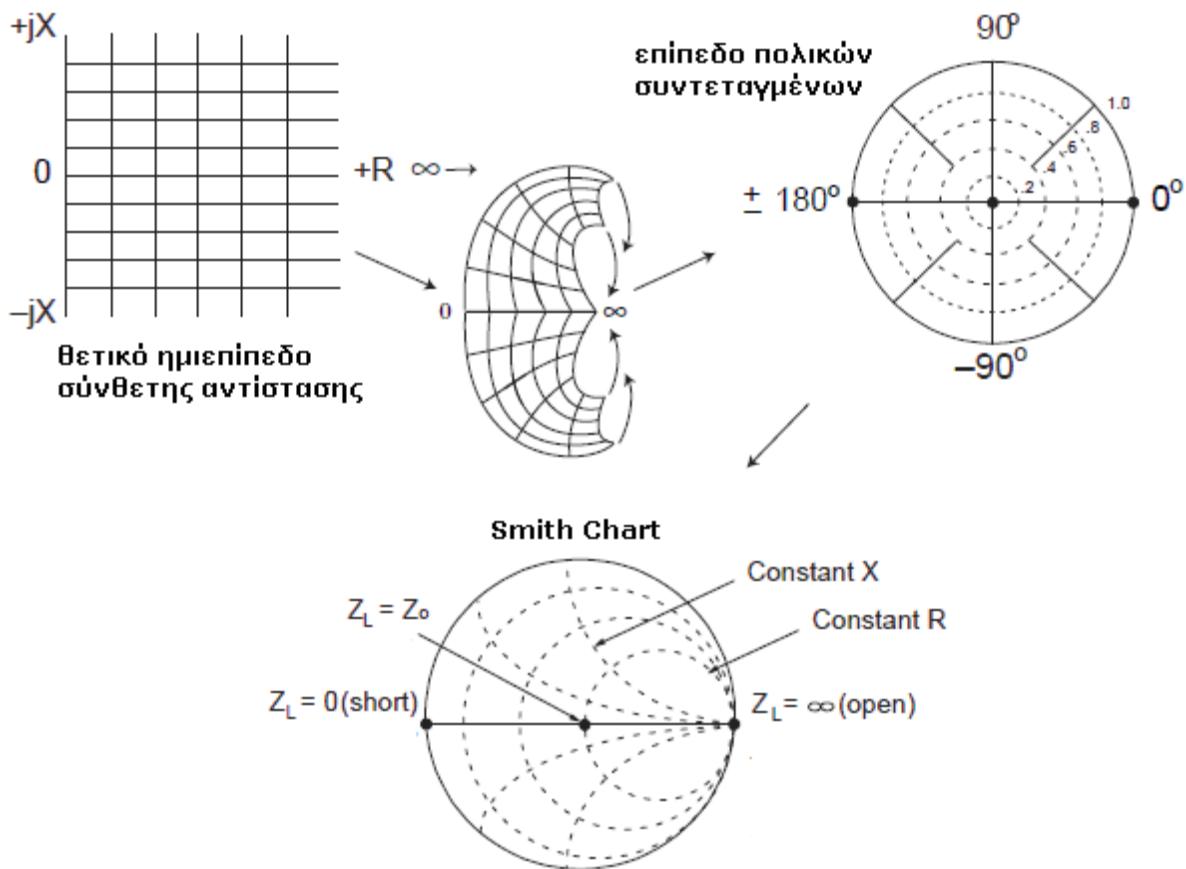
Τα αποτελέσματα που αποκτήθηκαν μέσω της load-pull ανάλυσης για την περίπτωση του μεταβαλλόμενου φορτίου Z_L απεικονίζονται στο γράφημα Smith του Σχήματος 4.2.8, τα χαρακτηριστικά του οποίου περιγράφονται αμέσως μετά.

Γράφημα Smith

Κάθε σύνθετη αντίσταση μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ένας μιγαδικός αριθμός με

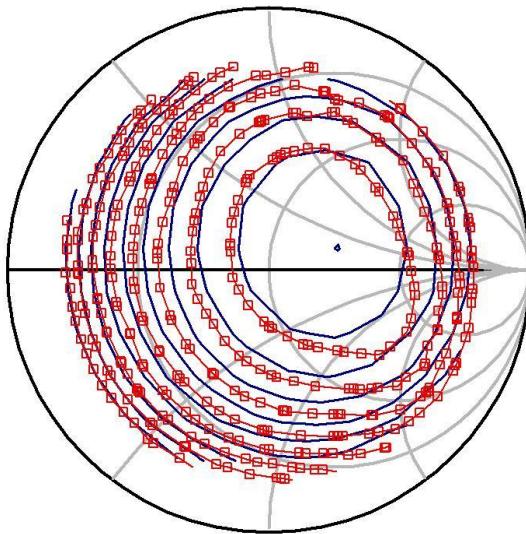
πραγματικό και φανταστικό μέρος μέσω της σχέσης: $R+jX$ όπου R -αντίσταση (resistance) και X -επαγωγή (reactance). Το γράφημα Smith προκύπτει όταν συνδυαστεί το μισό μιγαδικό μέρος του επιπέδου των σύνθετων αντιστάσεων που διαθέτουν θετικό πραγματικό μέρος με ένα επίπεδο πολικών συντεταγμένων (Σχήμα 4.2.7).

Εντός του εξωτερικού κύκλου του Smith Chart βρίσκονται όλες οι τιμές επαγωγής και οι θετικές τιμές, από 0 ως άπειρο, αντίστασης. Όλα τα σημεία πάνω σε ένα κύκλο έχουν την ίδια αντίσταση ενώ τα σημεία ενός τόξου έχουν την ίδια επαγωγή. Οι σύνθετες αντιστάσεις πάνω σε ένα γράφημα Smith είναι πάντα κανονικοποιημένες ως προς την χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση (characteristic impedance- Z_0) του υπό εξέταση συστήματος η οποία είναι 50 Ohm για RF και μικροκυματικά συστήματα.



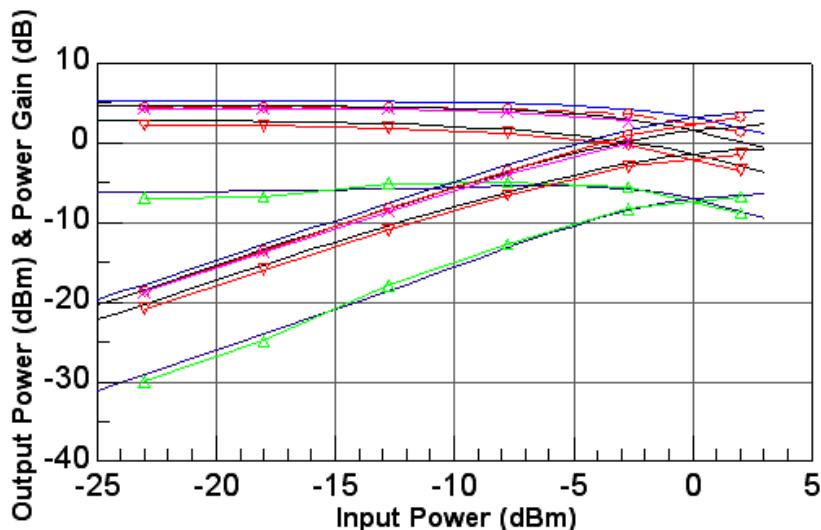
Σχήμα 4.2.7 Γραφική επεξήγηση του γραφήματος Smith.

Στο Σχήμα 4.2.8, κάθε καμπύλη συνδέει διαφορετικά φορτία με ίδια ισχύ εξόδου όταν η ισχύς εισόδου είναι σταθερή. Οι συνθήκες πόλωσης της διάταξης είναι $V_{GS} = V_{DS} = 0.8$ V και $V_{SB} = 0$ V, ενώ η ισχύς εισόδου είναι $P_{in} = 5$ dBm προκειμένου να εξασφαλιστούν συνθήκες μεγάλου σήματος.



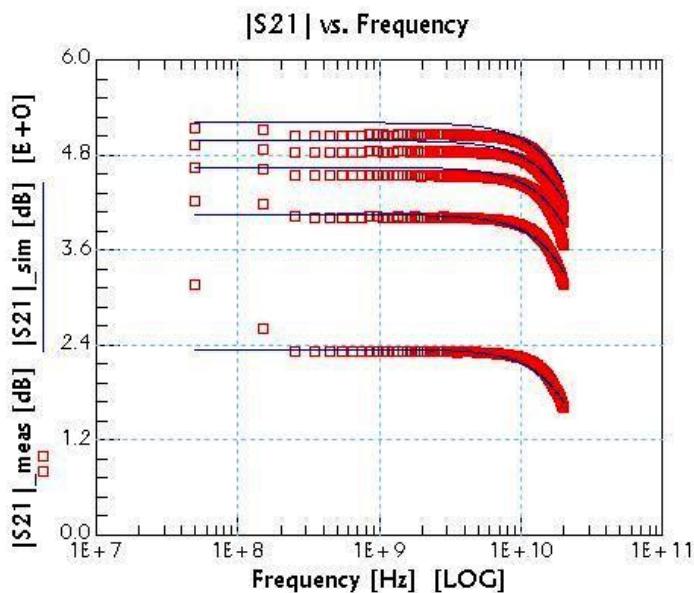
Σχήμα 4.2.8 Γράφημα στο οποίο κάθε καμπύλη συνδέει διαφορετικά φορτία με ίδια ισχύ εξόδου σε συχνότητα Freq=5.8GHz, με συνθήκες πόλωσης $V_{GS} = 0.8$ V, $V_{DS} = 0.8$ V και $V_{SB} = 0$ V και ισχύς εισόδου είναι $P_{in} = 5$ dBm. Οι γραμμές με σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

Το EKV3 μοντέλο είναι συνεπές και ως προς την ισχύ εξόδου και κέρδος ισχύος εξόδου σε σχέση με τη ισχύ εισόδου για συνθήκες μικρού και μεγάλου σήματος όταν το Z_L είναι περίπου 50 Ohm (Σχήμα 4.2.9). Η υποβάθμιση του κέρδους είναι εμφανής όταν η ισχύς εισόδου αυξάνεται αναδεικνύοντας τη μη-γραμμική συμπεριφορά του τρανζίστορ σε συνθήκες μεγάλου σήματος. Το μοντέλο αναπαριστά την ισχύ εξόδου ποιοτικά ορθά, παρόλο που υπερεκτιμά σε μικρό βαθμό την μετρηθείσα ισχύ εξόδου για μεγάλες τιμές της τάσης στην υποδοχή. Να σημειωθεί επίσης ότι αυτά τα αποτελέσματα είναι ανεξάρτητα από τον αριθμό των τμημάτων καναλιού που χρησιμοποιούνται στη NQS έκδοση του μοντέλου, το οποίο δείχνει ότι NQS φαινόμενα δεν είναι εμφανή στις συγκεκριμένες συνθήκες και εξαιτίας του μικρού καναλιού της υπό μελέτης διάταξης. Από το Σχήμα 4.2.9, παρατηρούμε ότι η διάταξη εισέρχεται στην περιοχή του κορεσμού για ισχύ εισόδου περίπου 0 dBm. Κατά τη μελέτη του $|S_{21}|$, το οποίο αποτελεί μέτρο του RF κέρδους, παρατηρούμε ότι το μοντέλο αναπαριστά με αρκετή ακρίβεια και πολύ μικρή υπερεκτίμηση το κέρδος όπως και στις συνθήκες μεγάλου σήματος (Σχήμα 4.2.10).



τρίγωνο: $V_D=200\text{mV}$, ανάποδο τρίγωνο: $V_D=400\text{mV}$, σταυρός: $V_D=600\text{mV}$, κύκλος: $V_D=800\text{mV}$

Σχήμα 4.2.9 Ισχύς εξόδου και κέρδος ισχύος εξόδου ως προς την ισχύ εισόδου σε συχνότητα $\text{Freq}=5.8\text{GHz}$, για φορτίο $Z_L=50\text{ Ohm}$ και ισχύ εισόδου $P_{in} = -20... 5\text{ dBm}$, με συνθήκες πόλωσης $V_{GS} = 0.8\text{ V}$ και $V_{SB} = 0\text{ V}$. Οι γραμμές με σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι γραμμές στο EKV3 μοντέλο.



Σχήμα 4.2.10 $|S_{21}|$ ως προς τη συχνότητα, με συνθήκες πόλωσης $V_{GS} = 0.8\text{ V}$, $V_{DS} = [0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2]\text{ V}$, $V_{SB} = 0\text{V}$ και $\text{Freq} = 50\text{MHz}...20\text{GHz}$. Τα κόκκινα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις και οι μπλε γραμμές στο EKV3 μοντέλο.

Κεφάλαιο 5^ο: Επίλογος

Η υποκλιμάκωση του καναλιού των τρανζίστορ, το χαμηλό κόστος και ο υψηλός βαθμός ενσωμάτωσης σε συνδυασμό με την υψηλή συχνότητα αποκοπής που παρουσιάζουν οι CMOS τεχνολογίες, τις έχουν καταστήσει κυρίαρχες για υψηλής ταχύτητας, ασύρματες εφαρμογές. Τεχνολογίες CMOS 130nm, οι οποίες είναι εύκολα προσβάσιμες σήμερα μπορεί να φτάσουν σε συχνότητα αποκοπής μέχρι και 70 GHz, ενώ τεχνολογίες CMOS 90nm, ξεπερνούν τα 100GHz, χαρακτηριστικά που καθιστούν τις CMOS τεχνολογίες ιδανικές για RF εφαρμογές.

Η σχεδίαση ολοκληρωμένων RF CMOS κυκλωμάτων βασίζεται στην ύπαρξη MOSFET μοντέλων τα οποία μπορούν να περιγράφουν με ακρίβεια τη συμπεριφορά των MOS τρανζίστορ σε συχνότητες δεκάδων GHz, στις οποίες η επίδραση των εξωτερικών στοιχείων είναι εξαιρετικά έντονη. Στην παρούσα μεταπτυχιακή εργασία, παρουσιάστηκε μία μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων του αναλυτικού compact MOS μοντέλου EKV3. Το μοντέλο EKV3, είναι ένα φυσικό μοντέλο που στηρίζεται στην υπολογισμό του αναστρέφοντος φορτίου κατά μήκος του καναλιού. Έχοντας στον πυρήνα του τον υπολογισμό των φορτίων χτίζονται γύρω του, όλοι οι υπολογισμοί των διαφόρων ηλεκτρικών ιδιοτήτων της διάταξης, όπως το ρεύμα, η δυναμική της απόκριση και ο θόρυβος, επιτυγχάνοντας έτσι μία συμπαγή και αποτελεσματική περιγραφή της λειτουργίας του MOSFET. Η φυσική θεμελίωση του μοντέλου πάνω στη θεωρία υπολογισμού του ρεύματος σαν την συνισταμένη δύο βασικών διαδικασιών, της διάχυσης και της ολίσθησης, επιτρέπει στο μοντέλο να ελαχιστοποιεί το αριθμό απαιτούμενων παραμέτρων για τη προσαρμογή του μοντέλου στα δεδομένα μίας τεχνολογίας.

Για τη εξαγωγή των RF παραμέτρων του MOS τρανζίστορ, χρησιμοποιήθηκε ένα ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, κατάλληλο για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες. Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα θεωρήθηκε ως δίθυρο, ακριβώς με τον ίδιο τρόπο που χρησιμοποιείται κατά τη διεξαγωγή μετρήσεων στην ανάλυση μικρού σήματος. Πυρήνας του είναι το ήδη υπάρχον EKV3 μοντέλο, που περιλαμβάνει όλα τα φαινόμενα που εμφανίζονται στις σύγχρονες CMOS τεχνολογίες και είναι απαραίτητα για την σωστή και πλήρη μοντελοποίηση των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ. Εξωτερικά περιβάλλεται από παρασιτικά στοιχεία. Τα παρασιτικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν ήταν ποσοτικά και ποιοτικά τόσα όσα ήταν απαραίτητα προκειμένου να καλυφθούν τα φαινόμενα που εμφανίζονται για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες ενώ ταυτόχρονα να διατηρηθεί η απλότητα του μοντέλου και κατ' επέκταση η ταχύτητα κατά τη διάρκεια προσομοίωσης του.

Πάνω στο ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος στηρίχθηκε μια απλή, πλήρης και αποτελεσματική μεθοδολογία βασισμένη στη φυσική λειτουργία του τρανζίστορ για τη μοντέλοποιήση και πρόβλεψη των χαρακτηριστικών λειτουργίας του. Στη μεθοδολογία χρησιμοποιήθηκαν οι αναλυτικές εξισώσεις για τις Υ παραμέτρους που προέκυψαν από την επίλυση των ισοδυνάμων RF κυκλωμάτων οι οποίες παρέχουν μία πλήρη εικόνα της λειτουργίας του τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες ενώ ταυτόχρονα επιτρέπουν την άμεση εξαγωγή όλων των RF παραμέτρων, καθώς συνδέουν τις παραμέτρους με την RF συμπεριφορά του τρανζίστορ. Κατά την εξαγωγή των παραμέτρων το μοντέλο παρουσίασε ακρίβεια στην απεικόνιση των πραγματικών μετρήσεων, ενώ παρουσιάστηκε και η εξάρτηση των εξωτερικών στοιχείων από τις συνθήκες πόλωσης.

Η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων ενός μοντέλου για την προσαρμογή του πάνω στην περιγραφή μίας συγκεκριμένης τεχνολογίας είναι ιδιαίτερα σημαντική, καθότι είναι το πρώτο βήμα προκειμένου να έχουμε την πρακτική χρήση ενός μοντέλου. Από την άλλη, τυχόν λάθη ή ατέλειες που θα γίνουν σε αυτή είναι δυνατόν να αποδειχθούν ιδιαιτέρως σοβαρά, καθότι θα επηρεάσουν όλες τις σχεδιαστικές δραστηριότητες που θα επακολουθήσουν. Συνεπώς, είναι πολύ κρίσιμη, τόσο η αντικειμενική βελτίωση της διαδικασίας από άποψη αποτελεσμάτων, όσο και η αυτοματοποίηση της έτσι ώστε να είναι λιγότερο επιρρεπής σε ενδεχόμενα λάθη. Η χρήση αναλυτικών εξισώσεων είναι μονόδρομος προκειμένου να επιτευχθεί η αυτοματοποίηση της διαδικασίας και για αυτό έχει επιλεγεί και βρίσκεται στον πυρήνα της τεχνικής που παρουσιάστηκε.

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο EKV3 και για την ακρίβεια η πλέον πρόσφατη έκδοση του με αριθμό 301.02. Το μοντέλο είναι υλοποιημένο με την χρήση της γλώσσας Verilog-A που επιτρέπει την εύκολη ενσωμάτωση του σε μία σειρά προσομοιωτών. Επίσης, η συγκεκριμένη έκδοση επιτρέπει στο χρήστη να επιλέξει την πολυπλοκότητα του μοντέλου ανάλογα με τις ανάγκες της εργασίας της/του σε επίπεδο συχνότητας αλλά και ταχύτητας προσομοίωσης. Ειδικά για το πεδίο των RF αναλύσεων παρέχονται τρεις δυνατότητες που διαφοροποιούνται αφενός ως προς το εξωτερικό δικτύωμα αντιστατών στο υπόστρωμα και αφετέρου ως προς τη προσέγγιση της συμπεριφοράς της διάταξης ως στατική ή μη-στατική (NQS). Να σημειωθεί ότι επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί η NQS εκδοχή του μοντέλου EKV3, που βασίζεται στην τεχνική της μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού, προκειμένου να καλυφθεί η μη στατική συμπεριφορά του τρανζίστορ που εμφανίζεται σε υψηλές συχνότητες ή/και σε διατάξεις με μη ελάχιστο μήκος καναλιού και ιδιαίτερα στα PMOS τρανζίστορ που χαρακτηρίζονται από μικρότερη κινητικότητα.

Η επαλήθευση του μοντέλου, δηλαδή του συνδυασμού του compact μοντέλου EKV3

και της προτεινόμενης για την εξαγωγή των RF παραμέτρων μεθοδολογίας, έγινε για πλήθος μετρήσεων, σε διάφορες συνθήκες πόλωσης, για μεγάλο εύρος συχνοτήτων, για λειτουργία μικρού και μεγάλου σήματος, για δύο διαφορετικές CMOS τεχνολογίες. Τα αποτελέσματα έδειξαν πλήρη συνέπεια ανάμεσα στις μετρήσεις και τις προσομοιώσεις, αναδεικνύοντας τις ικανότητες του μοντέλου στην περιγραφή της λειτουργίας των τρανζίστορ των σύγχρονων CMOS τεχνολογιών, σε όλες τις περιοχές λειτουργίας, από την ασθενή στην ισχυρή αναστροφή, από τη γραμμική λειτουργία στον κορεσμό, για χαμηλές και υψηλές συχνότητες, για λειτουργία μικρού και μεγάλου σήματος, για μεγάλο εύρος γεωμετριών και θερμοκρασιών. Από την άλλη αποδείχθηκαν οι ικανότητες καθώς και τα πλεονεκτήματα μίας αναλυτικής μεθοδολογίας εξαγωγής RF παραμέτρων στο πλαίσιο της προσαρμογής του μοντέλου πάνω σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία.

Το μοντέλο επίσης χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό διαφόρων FOMs, που περιγράφουν την απόδοση του MOS τρανζίστορ στην RF λειτουργία, και στα οποία βασίζονται οι σχεδιαστές ολοκληρωμένων RF κυκλωμάτων. Και σε αυτή την περίπτωση το μοντέλο επαληθεύτηκε με επαρκή ακρίβεια, καθιστώντας το ικανό και χρήσιμο εργαλείο για τη σχεδίαση RF τεχνολογιών σε CMOS τεχνολογίες. Τελικό αποτέλεσμα όλης αυτής της διαδικασίας είναι η επέκταση της μεθοδολογίας εξαγωγής παραμέτρων του EKV3 μοντέλου έτσι ώστε να καλύπτεται πλέον και η περιοχή των υψηλών συχνοτήτων.

5.1 Μελλοντική Εργασία

Το μοντέλο EKV3 που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή τη μεταπτυχιακή εργασία έχει επαληθευτεί, τόσο η συγκεκριμένη έκδοση όσο και σε παλαιότερες, για πληθώρα CMOS τεχνολογιών ενώ ήδη εντάσσεται σε πολλά προγράμματα σχεδίασης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, όπως στο λογισμικό πακέτο της cadence. Η μεθοδολογία εξαγωγής των RF παραμέτρων που παρουσιάστηκε βασίστηκε στο ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, στο οποίο η πηγή βραχυκυκλώνεται με το υπόστρωμα όπως γίνεται συνήθως στην RF λειτουργία. Ένα περαιτέρω βήμα, προς την κατεύθυνση αυτή είναι η αντίστοιχη μελέτη και ολοκλήρωση της διαδικασίας εξαγωγής παραμέτρων για την περίπτωση όπου το τρανζίστορ δε χρησιμοποιείται σε συνδεσμολογία κοινής πηγής αλλά η τάση V_s στην πηγή είναι διαφορετική από την τάση V_B στο υπόστρωμα. Επιπλέον, απαραίτητη είναι η μελέτη και αξιοποίηση των διαφορετικών δικτυωμάτων για το υπόστρωμα που παρέχονται από το μοντέλο, με αριθμό αντιστάσεων που μπορούν να διαφοροποιούνται από μία έως πέντε, και να παρέχουν μοντελοποίηση για τα φαινόμενα του υποστρώματος με μεγαλύτερη ακρίβεια. Το τελευταίο είναι ιδιαιτέρα χρήσιμο για RF τρανζίστορ με αριθμό

δακτύλων κοντά στη μονάδα, στα οποία η χρήση μίας μόνο αντίστασης υποστρώματος δεν επαρκεί. Καθοριστικό για την ακριβή λειτουργία του EKV3 μοντέλου σε υψηλές συχνότητες είναι και η μοντελοποίηση των εξαρτήσεων που παρουσιάζουν οι εξωτερικές αντιστάσεις και χωρητικότητες από τις συνθήκες πόλωσης και των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της διάταξης.

Η έντονη χρήση του MOS τρανζίστορ σε κυκλώματα που ενσωματώνονται πλήρως σε ένα μόνο τσιπ (system on a chip -SOC), απαιτεί πολλές φορές και τη χρήση του τρανζίστορ υπό συνθήκες μεγάλου σήματος. Απαραίτητη λοιπόν είναι η μελέτη όλων των φαινομένων που εμφανίζονται υπό αυτές τις συνθήκες, όπως π.χ. φαινόμενα αύξησης θερμοκρασίας (self-heating), και η ενσωμάτωση τους σε μία μελλοντική έκδοση του μοντέλου. Επίσης, εξαιτίας του υψηλού βαθμού ενσωμάτωσης, σημαντική είναι και η μελέτη και μοντελοποίηση του θορύβου σε υψηλές συχνότητες.

Τέλος, το μοντέλο θα πρέπει να εξελίσσεται ταυτόχρονα με την εξέλιξη των CMOS τεχνολογιών και να ενσωματώνει τα φαινόμενα που εμφανίζονται από τη συνεχόμενη υποκλιμάκωση του μήκους καναλιού που πλέον είναι κατώτερο των 35nm. Ταυτόχρονα, θα πρέπει να προσαρμόζει κατάλληλα τις αναλυτικές εξισώσεις που το συστήνουν, ώστε να συμβαδίζει με τη φυσική λειτουργία των νέων δομών που ήδη έχουν κατασκευαστεί, όπως τα τρανζίστορ πολλαπλών πυλών (Multi-Gate Transistors), τα τρανζίστορ υψηλής τάσης (High Voltage MOS Transistor) κλπ. ή που αναμένεται να κατασκευαστούν.

Βιβλιογραφία

- [1] Y. Tsividis, “Operation and Modeling of the MOS Transistor”, 2nd Edition, Oxford University Press, 1999.
- [2] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, U. L. Rohde, “Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques”, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [3] J. J. Liou, F. Schwierz, “RF MOSFET: recent advances, current status and future trends”, Solid-State Electronics 47, pp.1881-1895, May 2003.
- [4] C. C. Enz, E. A. Vittoz, “Charge-based MOS Transistor Modeling”, John Wiley & Sons Ltd, 2006.
- [5] N. Arora, “MOSFET Modeling for VLSI Simulation: Theory and Practice”, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2007.
- [6] A. Chaudhry, J. N. Roy, “Mosfet Models, Quantum Mechanical Effects and Modeling Approaches: A Review”, Journal of Semiconductor Technology and Science, Vol.10, No.1, March, 2010.
- [7] C. Galup-Montoro, M. C. Schneider, “Mosfet Modeling for circuit Analysis and Design”, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2007.
- [8] A.B. Bhattacharyya, “Compact MOSFET Models for VLSI Design”, John Wiley & Sons (Asia) Pte Lt 2009.
- [9] A. Bazigos, “Modelling of the MOS Transistor at High Frequencies” (in Greek), PhD Thesis, National Technical University of Athens (NTUA), Greece, May 2008.
- [10] M. Bucher, A. Bazigos, "An efficient channel segmentation approach for a large-signal NQS MOSFET model Solid-State Electronics," Solid-State Electronics, Vol. 52, No. 2, pp. 275-281, February. 2008.
- [11] M.-A. Chalkiadaki, “Small and Large Signal Modelling of MOSFETs at High Frequencies”, Diploma Thesis, Technical University of Crete, 2008.
- [12] M. Chan, K. Hui, R. Neff, C. Hu, P. K. Ko, “A Relaxation Time Approach to Model the Non-Quasi-Static Transient Effects in MOSFETs”, International Electron Devices Meeting, IEDM, pp. 169-172, 1994.
- [13] D. Navarro, N. Nakayama, Y. Takeda, M. Miura-Mattausch, H. J. Mattausch, T. Ohguro, T. Iizuka, M. Taguchi, S. Miyamoto, “A Carrier Transit Time Delay-Based Non-Quasi-Static MOSFET Model for Circuit-Simulation”, 2nd International Workshop on Compact modeling, p23-27, 2005.
- [14] M. C. Hui, K.Y. Chenming Hu Ko, “A robust and physical BSIM3 non-quasi-static transient and AC small-signal model for circuit simulation”, Transactions on electron

Devices, Vol. 45, No. 4, April 1998.

- [15] H. Wang, X. Li, W. Wu, G. Gildenblat, R. van Langevelde, G.D.J. Smitt, A.J. Scholten, D.B.M. Klaassen, “Unified Non-Quasi-Static MOSFET Model for Large-Signal and Small-Signal Simulations”, Custom Integrated Circuits Conference, Proceedings of the IEEE, pp. 823-826, 2005.
- [16] G. Gildenblat, X. Li, H. Wang, W. Wu, R. van Langevelde, A.J. Scholten, G.D.J. Smit, D.B.M. Klaassen, “Introduction to PSP MOSFET Model”, Technical Proceedings of the 2005 Workshop on Compact Modeling, pp.19-24, 2005.
- [17] M. Bucher, “Analytical MOS Transistor Modelling for Analog Circuit Simulation”, These No. 2114, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 1999.
- [18] W. Grabinski, B. Nauwelaers, D. Schreurs, “Transistor level modeling for analog/RF IC design”, M. Bucher, A. Bazigos, F. Krummenacher, J.-M. Sallèse, C. Enz, Chapter 3: “EKV3.0: An Advanced Charge Based MOS Transistor Model. A Design-Oriented MOS Transistor Compact Model for Next Generation CMOS”, 2006.
- [19] M. Bucher, “Moderate Inversion in MOSFETs-Characterization, Modelling and Design” (Invited), Diagnostics & Yield Symposium, Warsaw, Poland, 22-24 June 2009.
- [20] M. Bucher, G. Diles, N. Makris, “Analog Performance of advanced CMOS in Weak, Moderate, and Strong Inversion”, Proc. 17th Int. Conf. on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), p. 54-57, Wroclaw, Poland, 24-26 June, 2010.
- [21] C. Enz, M. Bucher, A.-S. Porret, J.-M. Sallese, F. Krummenacher, “The Foundations of the EKV MOS Transistor Charge-Based Model”, Workshop on Compact Models-- 5th Int. Conf. on Modeling and Simulation of Microsystems (MSM 2002), pp. 666-669, San Juan, Puerto Rico, USA, April 2002.
- [22] M. Bucher, C. Enz, C. Lallement, F. Theodoloz, F. Krummenacher, “Scalable GM/I Based MOSFET Model”, Int. Semicond. Device Research Symp. (ISDRS’97), pp. 615-618, Charlottesville, Virginia, December 1997.
- [23] K. M. Cao, W. Liu, X. J. Vashanth, K. Green, K. Krick, J. Vrotsos, T. Chenming Hu, “Modeling of pocket implanted MOSFETs for anomalous analog behaviour”, International Electron Devices Meeting, IEDM, pp. 171-174, 1999.
- [24] M.J. Deen, Z.P. Zuo, “A Physical Model for the Edge Effects in Narrow-Width MOSFETs”, Solid-State Electronics, Vol. 36, No. 11, pp. 1557-1562, November 1993.
- [25] W. W. Lattin, J. L. Rutledge, “Impact Ionization Current in MOS Devices”, Solid-State Electronics, Vol. 16, No. 9, pp. 1043-1046, November 1973.
- [26] M. Luisier, A. Schenk, “Two-Dimensional Tunneling Effects on the Leakage Current of MOSFETs With Single Dielectric and High- κ Gate Stacks”, Transactions on Electron

Devices, IEEE, Vol. 55, No. 6, June 2008.

[27] N. Mavredakis, A. Antonopoulos, M. Bucher, “Bias Dependence of Low Frequency Noise in 90nm CMOS”, NSTI-Nanotech 2010, Vol. 2, pp. 805-808, Anaheim, California, June 21-25, 2010.

[28] M.-A. Chalkiadaki, M. Bucher, “Large-Signal RF Modeling with the EKV3 MOSFET Model”, J. Telecommunications and Information Technology, Vol. 1/2010, pp. 25-28, 2010.

[29] A. Bazigos, M. Bucher, “The EKV3.0 Model Code and Parameter Extraction”, EKV Model Users’ Group Meeting and Workshop, EPFL, Lausanne, Switzerland, November 4-5, 2004.

[30] M. Bucher, “EKV3 MOSFET model: status, analog/RF capabilities, and ongoing developments”, EKV3 Model Workshop, Swiss Center for Electronics and Microtechniques (CSEM), Neuchâtel, Switzerland, June 30, 2008.

[31] F. Krummenacher, M. Bucher, W. Grabinski, “HF MOST Model Validation”, Deliverable D2.2, WP2, Final Report, CMOS RAdio Frequency Transceiver (CRAFT), European Project Nr. 25710, July 28, 2000.

[32] M. Bucher, A. Bazigos, D. Diamantakos, F. Krummenacher (Invited), “Design-Oriented Characterization and Parameter Extraction Methodologies for the EKV3 MOSFET Model”, Workshop on Compact Models-- 10th Int. Conf. on Modeling and Simulation of Microsystems, NSTI Nanotech 2007, Santa Clara, California, USA, May 20-24, 2007.

[33] S. Yoshitomi, A. Bazigos, M. Bucher, “The EKV3 Model Parameter Extraction and Characterization of 90nm RF-CMOS Technology”, Proc. 14th Int. Conf. on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2007), pp. 74-79, Ciechocinek, Poland, June 21-23, 2007.

[34] S. Yoshitomi, “Challenges of Compact Modeling for Deep-Submicron RF-CMOS Devices”, Proc. 12th Int. Conf. on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2005), Krakow, Poland, June 22-25, 2005.

[35] I. Kwon, M. Je, K. Lee, H. Shin, “A Simple and Analytical Parameter-Extraction Method of a Microwave MOSFET”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 6, pp. 1503-1509, June 2002.

[36] S. Jen, C. Enz, D. Pehlke, M. Schröter, B. Sheu, “Accurate Modeling and Parameter Extraction for MOS Transistors Valid up to 10 GHz”, Proc. ESSDERC, pp. 484-487, Bordeaux, France, Sept. 1998.

[37] J. Han, M. Je, H. Shin, “A Simple and Accurate Method for Extracting Substrate Resistance of RF MOSFETs”, IEEE Electron Device Letters, Vol. 23, No. 7, pp. 434-436,

July 2002.

- [38] M. Je, H. Shin, “Gate Bias Dependence of the Substrate Signal Coupling Effect in RF MOSFETs”, Electron Device Letters, IEEE, Vol.24, No.3, March 2003.
- [39] Y. Cheng, M. Matloubian, “On the High-Frequency Characteristics of Substrate Resistance in RF MOSFETs”, Electron Device Letters, IEEE, Vol.21, No.12, December 2000.
- [40] R. Sung, P. Bendix, M.B. Das, “Extraction of High-Frequency Equivalent Circuit Parameters of Submicron Gate-Length MOSFET's”, Transactions on Electron Devices, IEEE, Vol.45, No.8, August 1998.
- [41] M. Kang, I. M. Kang, Y. H. Jung; H. Shin, “Separate Extraction of Gate Resistance Components in RF MOSFETs”, Transactions on Electron Devices, IEEE, Vol.54, No.6, June 2007.
- [42] C.-W. Kuo, C.-C. Ho, Y.-J. Chan, “Scalable Large Signal Model of 0.18 μ m CMOS process for RF power predictions”, Solid-State Electron, Vol. 47, No. 1, pp. 77-81, 2003.
- [43] C.-C. Wei, C.-S. Cheng, S.-W. Lin, Y.-J. Chen, H.-C. Chiu, W.-S. Feng, “An Improved BSIM4 Model for 0.13 um Gate Length High Linearity CMOS RF Transistors”, PIERS Online, Vol. 3, No. 7, pp. 1000-1004, 2007.
- [44] C. C. Enz, Y. Cheng, “MOS Transistor Modeling for RF IC Design”, IEEE Trans. on Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 2, Feb. 2000.
- [45] A. Bazigos, M. Bucher, F. Krummenacher, J.-M. Sallèse, A.-S. Roy, C. Enz, “EKV3 MOSFET Compact Model Documentation, Model Version 301.02”, Technical Report, Technical University of Crete, 16 July 2008.
- [46] M. Bucher, A. Bazigos, S. Yoshitomi, N. Itoh, “A Scalable Advanced RF IC Design-Oriented MOSFET Model”, RF Microwave Computer Aided Eng., 18(4), pp. 314-325, 2008.
- [47] S. Jen, C. Enz, D. Pehlke, M. Schröter, B. Sheu, “Accurate Modeling and Parameter Extraction for MOS Transistors Valid up to 10 GHz”, Proc. ESSDERC, pp. 484-487, Bordeaux, France, Sept. 1998.
- [48] A. Bazigos, M. Bucher, P. Sakalas, M. Schroter, W. Kraus, “High-frequency Compact Modelling of Si RF-CMOS”, Phys. Status Solidi (c), 5(12), pp. 3681-3685, 2008.
- [49] U. Gogineni, J. A. del Alamo, C. Putnam, D. Greenberg, “Modeling Frequency Response of 65 nm CMOS RF Power Devices”, Massachusetts Institute of Technology. Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, Open Access Articles, November 2010.
- [50] W.-K. Yeh, C.-C. Ku, S.-M. Chen, Y.-K. Fang, C.P Chao, “Effect of Extrinsic Impedance and Parasitic Capacitance on Figure of Merit of RF MOSFET”, Transactions on

Electron Devices, IEEE, Vol.52, No.9, September 2005.

[51] M.-T. Yang, Y.-J. Wang, P. P.-C. Ho, T.-J. Yeh, D. C.-W. Kuo, C.-W. Kuo, “ On the High-Frequency Characteristics and Model of Bulk Effect in RF MOSFETs”, IEICE Trans. Electron., Vol.E88-C, No.5, May 2005

[52] C.-C. Ho, C.-W. Kuo, C.-C. Hsiao, Y.-J. Chan, “A 0.18 μ m p-MOSFET large-signal RF model and its application on MMIC design”, Solid-State Electronics, Vol. 47, No. 6, pp. 1117-1122, June 2003.

[53] M.-A. Chalkiadaki, M. Bucher, A. Bazigos, “RF Parameter Extraction in 90 nm CMOS with EKV3 Compact Model”, 4th Int. Conf. on Micro-Nanoelectronics, Nanotechnologies & MEMS, Athens, Greece 12-15 December, 2010 2010.